

**UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ
CENTRO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**



**CONVERSOR ESTÁTICO DE TRÊS ESTÁGIOS PARA
CARREGAMENTO DE BATERIAS A PARTIR DE SISTEMAS
EÓLICOS**

Herminio Miguel de Oliveira Filho

Fortaleza
Março de 2010

Herminio Miguel de Oliveira Filho

**CONVERSOR ESTÁTICO DE TRÊS ESTÁGIOS PARA
CARREGAMENTO DE BATERIAS A PARTIR DE SISTEMAS
EÓLICOS**

Dissertação submetida à Universidade Federal do Ceará como parte dos requisitos para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Demercil de Souza Oliveira Júnior.

Fortaleza
Março de 2010

Herminio Miguel de Oliveira Filho

**CONVERSOR ESTÁTICO DE TRÊS ESTÁGIOS PARA
CARREGAMENTO DE BATERIAS A PARTIR DE SISTEMAS
EÓLICOS**

Esta dissertação foi julgada adequada para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica, Área de Eletrônica de Potência e Acionamentos Elétricos e aprovada em sua forma final pelo programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica na Universidade Federal do Ceará.

Herminio Miguel de Oliveira Filho

Banca Examinadora:

Prof. Demercil de Souza Oliveira Jr., Dr.
Presidente

Prof. Luiz Henrique Silva Colado Barreto, Dr.

Prof. Francisco Kleber de Araújo Lima, Dr.

Prof. Fernando Lessa Tofoli, Dr.

Fortaleza, Março de 2010

“Eu sou suficiente artista para desenhar livremente na minha imaginação. Imaginação é mais importante que conhecimento. O conhecimento é limitado. A imaginação dá a volta ao mundo”

(Albert Einstein)

“A persistência é o caminho para o êxito”

(Charles Chaplin)

*Aos meus pais, Herminio e Patricia,
À minha irmã Michele e avó Maria,
A todos os familiares e amigos.*

AGRADECIMENTOS

Primeiramente aos meus pais, Herminio Miguel de Oliveira e Patricia Helena de Oliveira, que sempre apoiaram minhas decisões profissionais, além do amor, educação e dedicação para comigo. À minha irmã Michele Tatiana de Oliveira, à minha avó Maria José de Oliveira e todos os meus familiares.

Ao orientador e professor Dr. Demercil de Souza Oliveira Jr., presença constante desde a época dos estudos em iniciação científica, além da disponibilidade nos momentos de dificuldade, experiência e conhecimentos transmitidos, e principalmente confiança depositada em mim.

Aos professores da casa Dr. Luiz Henrique Silva Colado Barreto e Dr. Francisco Kleber de Araújo Lima e ao professor Dr. Fernando Lessa Tofoli, da Universidade Federal de São João del-Rei (UFSJ), por aceitarem participar da minha banca de dissertação, enriquecendo ainda mais este trabalho através de sugestões, esclarecimentos e críticas positivas.

A todos os professores do Departamento de Engenharia Elétrica (DEE), pelos conhecimentos transmitidos durante a graduação e pós-graduação.

Aos funcionários do Departamento de Engenharia Elétrica (DEE), especialmente Rafael, Mário Sérgio e Conceição, pelo auxílio na resolução de problemas administrativos.

Ao técnico Pedro, pela ajuda e sugestões na montagem de protótipos ao longo do curso.

Aos colegas de mestrado e laboratório, pelas sugestões técnicas ou simplesmente por suas palavras de conforto ou descontração durante os momentos mais árduos: André Lima, Aldney, Brito, Antônio Barbosa, Daniel Lima, Davi Nunes, Dirceu, Éber, Eduardo, Eduardo Lenz, Fabíola, Felinto, Gustavo Henn, Gustavo Castelo Branco, Izabel, Janaína, Lincoln, Luiz Daniel, Nelber, Paulo Praça, Ranoyca, Raphael Amaral, Rodrigo Paulino, Roque Jr., Samuel Jó, e em especial ao Carlos Elmano e Davi Joca, pela ajuda na montagem do protótipo experimental.

Aos amigos da época de graduação: Ana Lúcia, Aluísio, Darby, Lemi, Livia, Robson, Tiago Oliveira, Tito e em especial Eudes Barrozo e Rafael Oliveira, companheiros inseparáveis! Embora nem todos estivessem presentes durante o curso de mestrado, foram importantes para minha formação profissional.

Aos amigos de longa data, José Glauber Peixoto Rocha, Gabriel Peixoto, Carlos Henrique Marques, George Alberto Marques, Luciano Cardoso de Souza Jr. e Sandra Maria Bezerra, essenciais na minha formação como pessoa.

Ao Grupo de Processamento de Energia e Controle (GPEC) da Universidade Federal do Ceará, pelo apoio técnico e estrutural.

À Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES) pelo apoio financeiro necessário à realização desse trabalho e desenvolvimento científico, sem o qual seria impossível a realização desta dissertação.

A todas as pessoas que por motivo de esquecimento momentâneo não foram citadas anteriormente, vou deixando neste espaço minhas sinceras desculpas.

Oliveira Filho, H. M., “Conversor Estático de Três Estágios para Carregamento de Baterias a partir de Sistemas Eólicos”, Universidade Federal do Ceará – UFC, 2010, 165p.

Este trabalho apresenta a análise, projeto, simulação e resultados experimentais de um conversor estático de três estágios para carregamento de baterias a partir de sistemas eólicos. A escolha da estrutura foi obtida através de uma breve revisão bibliográfica. O sistema utiliza um conversor *boost* em cascata com uma ponte de *Graetz*, que permite a implementação de um Sistema de Rastreamento do Ponto de Máxima Potência (*Maximum Power Point Tracking* - MPPT) e a redução da rotação da máquina numa situação de sobrecarga nas baterias. Um conversor *buck* é conectado em série com um conversor *boost*, para garantir um barramento de tensão constante entre as duas topologias. Com isso, consegue-se obter a extração de potência para todas as faixas de velocidade do vento disponíveis, além de um carregamento de baterias através dos métodos de carga convencionais. O projeto completo do carregador de baterias proposto, com os circuitos de potência, controle e supervisão são apresentados e desenvolvidos considerando um sistema com potência de 300W, com possibilidade de carregar um banco de baterias de 12V ou 24V. Resultados de simulação são apresentados para comprovar a existência dos pontos de máxima potência no gerador eólico-elétrico e verificar o comportamento dos conversores projetados. Por fim, são apresentados os resultados experimentais estáticos e dinâmicos do protótipo desenvolvido, necessários para validar a funcionalidade do estudo proposto.

Palavras-Chave: Sistemas de conversão de energia eólica, carregamento de baterias, rastreamento do ponto de máxima potência, conversor *boost*, conversor *buck*.

Oliveira Filho, H. M., “Three-Stage Static Power Converter for Battery Charging Feasible to Wind Energy Conversion Systems”, Federal University of Ceará – UFC, 2010, 165p.

This dissertation presents the analysis, design, simulation and experimental results for a two stages static converter feasible to small battery charging wind systems. The choice of the structure was made through a brief literature review. The system employs a boost converter cascaded with a Graetz bridge, what allows the implementation of a Maximum Power Point Tracker (MPPT) and the reduction of the mechanical speed in battery overvoltage situations. Also, a buck converter is connected in series with the boost to ensure a constant voltage bus between the aforementioned topologies. Thus, it is possible to extract the maximum power for all wind speed range, and a battery charging can be realized through conventional techniques. The complete design of the proposed battery charger with power, control and supervisory circuits are presented and developed, considering a 300W system, with the possibility of charging battery banks of 12V or 24V. Simulation results are presented to prove the existence of maximum power points in the wind generator and verify the behavior of the designed converters. Finally, the static and dynamic experimental results of the developed prototype required to validate the functionality of the proposed study are presented and discussed.

Keywords: Wind energy conversion systems, battery charging, maximum power point tracking, boost converter, buck converter.

SUMÁRIO

LISTA DE FIGURAS.....	XIV
LISTA DE TABELAS.....	XIX
LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS	XX
LISTA DE SÍMBOLOS	XXII
INTRODUÇÃO GERAL	1
CAPÍTULO 1 - INTRODUÇÃO AOS SISTEMAS DE CONVERSÃO DE ENERGIA EÓLICA	4
1.1. Potência disponível pelo vento	4
1.2. Potência extraída do vento e coeficiente de potência.....	4
1.3. Gerador síncrono de ímã permanente	7
1.4. Considerações finais	9
CAPÍTULO 2 - TOPOLOGIAS DE CONVERSORES UTILIZADAS EM SEPPS PARA CARREGAMENTO DE BATERIAS.....	11
2.1. Retificador trifásico tipo ponte de <i>Graetz</i>	11
2.2. Ponte de <i>Graetz</i> em série com conversor <i>buck</i>	12
2.3. Ponte de <i>Graetz</i> em paralelo com conversor <i>boost</i>	14
2.4. Ponte de <i>Graetz</i> em série com conversor <i>boost</i>	15
2.5. Outras topologias utilizadas em SEPPS.....	16
2.6. Topologia proposta: utilização dos conversores <i>boost</i> e <i>buck</i>	17
2.7. Considerações finais	18
CAPÍTULO 3 - ANÁLISE DOS CONVERSORES EMPREGADOS NO CARREGADOR DE BATERIAS	19
3.1. Ponte de <i>Graetz</i>	19
3.1.1. Princípio de funcionamento	20
3.2. Conversor <i>boost</i>	22
3.2.1. Princípio de funcionamento	22
3.3. Conversor <i>buck</i>	23

3.3.1. Princípio de funcionamento	25
3.4. Dinâmica do carregador de baterias	27
3.4.1. Critérios para a escolha do sistema de controle	27
3.4.2. Primeiro sistema de controle proposto	28
3.4.3. Segundo sistema de controle proposto	29
3.4.4. Função de transferência: corrente média através do indutor i_{L1} pela razão cíclica d_1	31
3.4.5. Função de transferência: tensão de entrada v_i pela corrente média através do indutor i_{L1}	33
3.4.6. Função de transferência: tensão da bateria v_{bat} pela tensão de entrada v_i ..	34
3.4.7. Função de transferência: tensão do barramento v_{dc} pela razão cíclica d_2 ..	35
3.5. Considerações finais	37
CAPÍTULO 4 - EXEMPLO DE PROJETO	38
4.1. Especificações de projeto	38
4.2. Dimensionamento da ponte de <i>Graetz</i>	39
4.2.1. Dimensionamento do capacitor C_1	39
4.2.2. Dimensionamento dos diodos retificadores D_1 a D_6	41
4.3. Dimensionamento do conversor <i>boost</i>	42
4.3.1. Dimensionamento do indutor L_1	42
4.3.2. Dimensionamento do capacitor C_2	43
4.3.3. Dimensionamento do interruptor S_1	44
4.3.4. Dimensionamento do diodo D_7	45
4.4. Dimensionamento do conversor <i>buck</i>	46
4.4.1. Dimensionamento do indutor L_2	46
4.4.2. Dimensionamento do capacitor C_3	47
4.4.3. Dimensionamento do interruptor S_2	48
4.4.4. Dimensionamento do diodo D_8	49
4.5. Projeto de controle	49
4.5.1. Controle da corrente média i_{L1} através do indutor L_1	49
4.5.2. Controle da tensão de entrada V_i	57
4.5.3. Controle da tensão nas baterias V_{bat}	61
4.5.4. Controle da tensão no barramento V_{dc}	66
4.6. Sistema supervisorio	71

4.6.1. <i>Microcontrolador PIC 16F877A</i>	72
4.6.2. <i>Algoritmo de supervisão</i>	75
4.7. Considerações finais	78
CAPÍTULO 5 - RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	80
5.1. Obtenção da curva de máxima potência do gerador eólico.....	80
5.2. Simulação do sistema completo	84
5.2.1. <i>Simulação do sistema em regime estacionário</i>	85
5.2.2. <i>Simulação do sistema em regime transitório</i>	88
5.3. Considerações finais	91
CAPÍTULO 6 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS	93
6.1. Montagem experimental do sistema completo.....	93
6.2. Instrumentos utilizados para os ensaios.....	94
6.3. Ensaio do carregador em regime estacionário	95
6.4. Ensaio do carregador em regime transitório	98
6.4.1. <i>Desempenho dos compensadores</i>	98
6.4.2. <i>Ensaio de operação no ponto de máxima potência</i>	98
6.4.3. <i>Ensaio no modo de regulação de tensão das baterias</i>	99
6.5. Curvas de rendimento do carregador de baterias	101
6.5.1. <i>Curva de rendimento utilizando uma bateria como carga</i>	101
6.5.2. <i>Curva de rendimento utilizando duas baterias como carga</i>	103
6.6. Considerações finais	105
CONCLUSÃO GERAL	107
PUBLICAÇÕES	110
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	111
APÊNDICE A - PROJETO FÍSICO DO INDUTOR BOOST	115
A.1. Escolha do núcleo	115
A.2. Número de espiras e entreferro	117
A.3. Dimensionamento dos condutores	117
A.4. Cálculo de perdas no indutor.....	119
A.4.1. <i>Perdas no cobre do indutor</i>	119

<i>A.4.2. Perdas no núcleo do indutor</i>	119
<i>A.4.3. Perdas totais</i>	120
APÊNDICE B - PROJETO FÍSICO DO INDUTOR <i>BUCK</i>	121
B.1. Escolha do núcleo.....	121
B.2. Número de espiras e entreferro	121
B.3. Dimensionamento dos condutores.....	122
B.4. Cálculo de perdas no indutor.....	123
<i>B.4.1. Perdas no cobre do indutor</i>	123
<i>B.4.2. Perdas no núcleo do indutor</i>	123
<i>B.4.3. Perdas totais</i>	124
APÊNDICE C - CÁLCULO TÉRMICO DO DISSIPADOR	125
C.1. Cálculo das perdas nos semicondutores	125
<i>C.1.1. Cálculo das perdas no interruptor S_1</i>	125
<i>C.1.2. Cálculo das perdas no diodo D_7</i>	126
<i>C.1.3. Cálculo das perdas no interruptor S_2</i>	126
<i>C.1.4. Cálculo das perdas no diodo D_8</i>	127
C.2. Cálculo térmico	127
APÊNDICE D - ALGORITMO DO SISTEMA SUPERVISÓRIO	130
ANEXO A - ESQUEMÁTICO DE CIRCUITO DE POTÊNCIA	134
ANEXO B - ESQUEMÁTICO DE CONTROLE DO CONVERSOR <i>BOOST</i>	135
ANEXO C - ESQUEMÁTICO DE CONTROLE DO CONVERSOR <i>BUCK</i>	136

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 – Potência mecânica extraída do vento.....	5
Figura 1.2 – Característica da potência de saída da turbina [9].....	6
Figura 1.3 – Coeficiente de potência versus velocidade de ponta [11].	7
Figura 1.4 – Vista externa de um PMSG com fluxo axial (máquina Torus). (a) Estrutura construtiva; (b) vista frontal do estator com seus enrolamentos; (c) vista frontal do disco de ímãs [10].	7
Figura 1.5 – Modelo matemático do PMSG.....	8
Figura 2.1 – Ponte de Graetz com filtro capacitivo.....	12
Figura 2.2 – Resultados da potência mecânica obtida com a utilização ou não de indutâncias externas [15].	13
Figura 2.3 – Ponte de <i>Graetz</i> em cascata com o conversor <i>buck</i>	13
Figura 2.4 – Busca do ponto de máxima potência.....	14
Figura 2.5 – Ponte de <i>Graetz</i> em paralelo com o conversor <i>boost</i>	15
Figura 2.6 – Ponte de <i>Graetz</i> em cascata com o conversor <i>boost</i>	15
Figura 2.7 – Estratégia de controle para conversor <i>boost</i> proposto em [17].	16
Figura 2.8 – Topologia proposta neste trabalho.	18
Figura 3.1 – Estrutura do retificador utilizado.	20
Figura 3.2 – Etapas de funcionamento da ponte de <i>Graetz</i>	21
Figura 3.3 – Formas de onda para a ponte de <i>Graetz</i> : a) Tensões de linha; b) Tensão sobre o capacitor e corrente através do capacitor.....	21
Figura 3.4 – Conversor <i>boost</i>	22
Figura 3.5 – Etapas de operação do conversor <i>boost</i> para o modo de operação contínuo.	23
Figura 3.6 – Formas de onda para o conversor <i>boost</i> operando em MCC.	24
Figura 3.7 – Conversor <i>buck</i>	25
Figura 3.8 – Etapas de operação do conversor <i>buck</i> para o modo de operação contínuo.	25
Figura 3.9 – Formas de onda para o conversor <i>buck</i> operando MCC.	26
Figura 3.10 – Exemplo do método de carga IUU para uma bateria de 12V, 50Ah.....	28
Figura 3.11 – Primeiro esquema de controle sugerido no trabalho.	29
Figura 3.12 – Segundo esquema de controle sugerido no trabalho.	30
Figura 3.13 – Diagrama de blocos para o sistema de controle adotado para o conversor <i>boost</i>	30

Figura 3.14 – Diagrama de blocos para o sistema de controle adotado para o conversor <i>buck</i>	31
Figura 3.15 – Conversor <i>boost</i> com as variáveis necessárias para o desenvolvimento da modelagem.	31
Figura 3.16 – Circuito com as variáveis necessárias para a obtenção da FT que relaciona a tensão da bateria e a tensão de entrada.	34
Figura 3.17 – Conversor <i>buck</i> com as variáveis necessárias para o desenvolvimento da modelagem.	36
Figura 4.1 – Diagrama de blocos de controle para $C_{LI}(s)$	50
Figura 4.2 – Diagrama de blocos interno do CI SG3525 [38].	53
Figura 4.3 – Diagrama de Bode para a planta $FTMA_{ILI}(s)$	54
Figura 4.4 – Compensador PI com filtro utilizado no projeto da malha de corrente.	55
Figura 4.5 – Diagrama de Bode do compensador $C_{ILI}(s)$ projetado.	56
Figura 4.6 – Diagrama de Bode para a planta compensada $FTLA_{ILI}(s)$	57
Figura 4.7 – Diagrama de blocos de controle para $C_{Vi}(s)$	57
Figura 4.8 – Diagrama de Bode para a planta $FTMA_{Vi}(s)$	59
Figura 4.9 – Compensador PI utilizado no projeto da malha de tensão V_i	60
Figura 4.10 – Diagrama de Bode do compensador $C_{Vi}(s)$ projetado.	61
Figura 4.11 – Diagrama de Bode para a planta compensada $FTLA_{Vi}(s)$	62
Figura 4.12 – Diagrama de blocos de controle para $C_{Vbat}(s)$	62
Figura 4.13 – Diagrama de Bode para a planta $FTMA_{Vbat}(s)$	64
Figura 4.14 – Compensador I utilizado no projeto da malha de tensão V_{bat}	65
Figura 4.15 – Diagrama de Bode do compensador $C_{Vbat}(s)$ projetado.	65
Figura 4.16 – Diagrama de Bode para a planta compensada $FTLA_{Vbat}(s)$	66
Figura 4.17 – Diagrama de blocos de controle para $C_{Vdc}(s)$	67
Figura 4.18 – Diagrama de Bode para a planta $FTMA_{Vdc}(s)$	68
Figura 4.19 – Compensador PID utilizado no projeto da malha de tensão V_{dc}	69
Figura 4.20 – Diagrama de Bode do compensador $C_{Vdc}(s)$ projetado.	70
Figura 4.21 – Diagrama de Bode para a planta compensada $FTLA_{Vdc}(s)$	71
Figura 4.22 – Diagrama de pinos do microcontrolador Microchip PIC 16F877A [40].	73
Figura 4.23 – Filtro passa-baixa utilizado na saída do canal PWM para a obtenção da referência do compensador.	75
Figura 4.24 – Fluxograma geral do algoritmo supervisor.	76
Figura 4.25 – Fluxograma da rotina que fornece as referências dos compensadores.	77

Figura 5.1 – Circuito implementado para a simulação da turbina eólica.	81
Figura 5.2 – Circuito implementado para a simulação do PMSG.	81
Figura 5.3 – Diagrama esquemático utilizado para a obtenção da curva de MPP.	82
Figura 5.4 – Potência elétrica e tensão em rampa na saída da ponte de <i>Graetz</i>	82
Figura 5.5 – Coeficiente de potência da turbina eólica e tensão em rampa na saída da ponte retificadora.	83
Figura 5.6 – Curva de corrente ótima utilizada no sistema de MPPT.	85
Figura 5.7 – Esquemático do sistema completo.	85
Figura 5.8 – Esforços de tensão e corrente para os componentes da ponte de <i>Graetz</i>	86
Figura 5.9 – Esforços de tensão e corrente para os componentes armazenadores de energia do conversor <i>boost</i>	87
Figura 5.10 – Esforços de tensão e corrente para os componentes semicondutores do conversor <i>boost</i>	87
Figura 5.11 – Esforços de tensão e corrente para os componentes armazenadores de energia do conversor <i>buck</i>	88
Figura 5.12 – Esforços de tensão e corrente para os componentes semicondutores do conversor <i>buck</i>	89
Figura 5.13 – Resposta de corrente através de indutor L_I e tensão V_{dc} para um degrau na referência de corrente do compensador $C_{LI}(s)$	89
Figura 5.14 – Simulação do sistema completo: degrau de velocidade do vento (4 para 6 m/s).	90
Figura 5.15 – Simulação do sistema completo: degrau de velocidade do vento (8 para 10 m/s).	91
Figura 6.1 – Protótipo experimental do carregador de baterias projetado.	94
Figura 6.2 – Montagem experimental do esquema completo.	94
Figura 6.3 – Tensão sobre o diodo V_{D1} (1 - 50V/div - 4ms/div), corrente de linha I_g (2 - 10A/div - 4ms/div), e (3) Tensão de linha V_g (3 - 20V/div - 4ms/div).	95
Figura 6.4 – Tensão de entrada V_i (1 - 50V/div - 20 μ s/div), corrente através do indutor I_{L1} (2 - 10A/div - 20 μ s/div), tensão no interruptor V_{S1} (3 - 50V/div - 20 μ s/div) e tensão no diodo V_{D7} (4 - 50V/div - 20 μ s/div).	96
Figura 6.5 – Tensão de entrada V_{dc} (1 - 20V/div - 20 μ s/div), corrente através do indutor I_{L2} (2 - 10A/div - 20 μ s/div), tensão no diodo V_{D8} (3 - 50V/div - 20 μ s/div) e tensão no interruptor V_{S2} (4 - 50V/div - 20 μ s/div).	97

Figura 6.6 – Tensão sobre as baterias V_{bat} (1 - 10V/div - 40 μ s/div) e corrente através das baterias I_{bat} (2 - 10A/div - 40 μ s/div).....	97
Figura 6.7 – Tensão do barramento V_{dc} (1 - 20V/div - 1s/div), corrente através do indutor I_{Ll} (2 - 2A/div - 1s/div), referência do compensador $C_{Ll}(s)$ (3 - 2V/div - 1s/div) e corrente através da bateria (4 - 5A/div - 1s/div).....	98
Figura 6.8 – Ensaio de MPPT: Tensão de entrada V_i (1 - 20V/div - 1s/div), corrente através do indutor I_{Ll} (2 - 2A/div - 1s/div), tensão do barramento V_{dc} (3 - 50V/div - 1s/div) e corrente através das baterias I_{bat} (4 - 5A/div - 1s/div).....	99
Figura 6.9 – Ensaio de regulação de tensão: Tensão de entrada V_i (1 - 20V/div - 4s/div), corrente através do indutor I_{Ll} (2 - 5A/div - 4s/div), tensão da bateria V_{bat} (3 - 10V/div - 4s/div) e corrente através das baterias I_{bat} (4 - 5A/div - 4s/div).....	101
Figura 6.10 – Ensaio de regulação de tensão: Tensão de entrada V_i (1 - 20V/div - 4ms/div), corrente através do indutor I_{Ll} (2 - 5A/div - 4ms/div), tensão da bateria V_{bat} (3 - 10V/div - 4ms/div) e corrente através das baterias I_{bat} (4 - 5A/div - 4ms/div).....	102
Figura 6.11 – Resultados do rendimento da ponte de <i>Graetz</i> para o sistema utilizando uma bateria.....	102
Figura 6.12 – Resultados do rendimento da conversão cc-cc para o sistema utilizando uma bateria.....	103
Figura 6.13 – Resultados do rendimento do sistema completo utilizando uma bateria como carga.....	104
Figura 6.14 – Resultados do rendimento da ponte de <i>Graetz</i> para o sistema utilizando duas baterias.....	104
Figura 6.15 – Resultados do rendimento da conversão cc-cc para o sistema utilizando duas baterias.....	105
Figura 6.16 – Resultados do rendimento do sistema completo com a variação da potência de entrada.....	105
Figura A.1 – Dimensões do núcleo NEE - 65/33/26 [43].	116
Figura A.2 – Dimensões do carretel EE - 65/33/26 [43].	116
Figura C.1 – Circuito das resistências térmicas para diodos e interruptores inseridos em um mesmo dissipador.....	127
Figura C.2 – Forma geométrica do dissipador escolhido com valores cotados em milímetros [47].	129
Figura A - Esquemático do circuito de potência.....	134

Figura B - Esquemático do circuito de controle e comando do conversor <i>boost</i> e supervisão.	135
Figura C – Esquemático do circuito de controle e comando do conversor <i>buck</i>	136

LISTA DE TABELAS

Tabela 4.1 – Especificações globais do projeto.....	38
Tabela 4.2 – Especificações e considerações para a ponte de <i>Graetz</i>	38
Tabela 4.3 – Especificações e considerações para o conversor <i>boost</i>	39
Tabela 4.4 – Especificações e considerações para o conversor <i>buck</i>	39
Tabela 4.5 – Especificações das baterias.....	39
Tabela 4.6 – Características do capacitor eletrolítico escolhido para a ponte de <i>Graetz</i> [28].	40
Tabela 4.7 – Características do capacitor de polipropileno escolhido [29].	41
Tabela 4.8 – Especificações dos diodos retificadores D_1 a D_6 escolhidos [30].	42
Tabela 4.9 – Especificações do capacitor eletrolítico escolhido para o conversor <i>boost</i> [32].	44
Tabela 4.10 – Especificações do diodo S_1 escolhido [33].	45
Tabela 4.11 – Especificações do diodo D_7 escolhido [34].	46
Tabela 4.12 – Especificações do capacitor eletrolítico escolhido para o conversor <i>buck</i> [35].	48
Tabela 4.13 – Sensor de corrente escolhido para a realimentação do compensador de corrente $C_{LI}(s)$ [37].	51
Tabela 5.1 – Resultados de simulação para os pontos de máxima potência da turbina eólica.	84
Tabela 6.1 – Relação de equipamentos utilizados para a aquisição de resultados do protótipo experimental.	95
Tabela 6.2 – Comparativo entre os resultados de simulação e experimentais.	100
Tabela A.1 – Características do núcleo escolhido.....	116
Tabela A.2 – Especificações do fio AWG 23.....	118
Tabela B.1 – Especificações do fio AWG 24.....	122
Tabela C.1 – Especificações do dissipador escolhido.....	128

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

AD	Analógico/Digital
Amp-Op	Amplificador Operacional
AWG	<i>American Wire Gauge</i> – Escala Americana Normalizada
ca	Corrente Alternada
cc	Corrente Contínua
CCP	<i>Capture, Compare, PWM</i> – Captura, Comparação e PWM
Cepel	Centro de Pesquisas em Energia Elétrica
CI	Circuito Integrado
DA	Digital/Analógico
EEPROM	<i>Electrically-Erasable Programmable Read-Only Memory</i> – Memória Somente de Leitura Programável e Apagável Eletricamente
FT	Função de Transferência
FTLA	Função de Transferência de Laço Aberto
FTMA	Função de Transferência de Malha Aberta
FTMF	Função de Transferência de Malha Fechada
HAWT	<i>Horizontal Axis Wind Turbine</i> – Turbina Eólica de Eixo Horizontal
I	Integrador
ICSP	<i>In Circuit Serial Programming</i> – Programação Serial via Circuito
MCC	Modo de Condução Contínua
MCD	Modo de Condução Descontínua
MIPS	Milhões de Instruções por Segundo
MPP	<i>Maximum Power Point</i> – Ponto de Máxima Potência
MPPT	<i>Maximum Power Point Tracking</i> – Rastreamento do Ponto de Máxima Potência
PMSG	<i>Permanent Magnet Synchronous Generator</i> – Gerador Síncrono de Imã Permanente
P & O	Perturbar e Observar
PI	Proporcional – Integral
PID	Proporcional – Integral - Derivativo
PSP	<i>Parallel Slave Port</i> – Porta Escrava Paralela

PWM	<i>Pulse Width Modulation</i> – Modulação por Largura de Pulso
RAM	<i>Random Access Memory</i> – Memória de Acesso Aleatório
RISC	<i>Reduced Instruction Set Computing</i> – Computador com Conjunto de Instruções Reduzidas
SEPP	Sistemas Eólicos de Pequeno Porte
SSP	<i>Synchronous Serial Port</i> – Porta Serial Síncrona
USART	<i>Universal Synchronous Asynchronous Receiver Transmitter</i> – Transmissor/Receptor Universal Síncrono e Assíncrono

LISTA DE SÍMBOLOS

A_{c_1}, A_{c_2}	Área de cobre do fio utilizado no indutor
A_{fio_1}, A_{fio_2}	Área do fio utilizado no indutor
A_v	Área varrida pela seção transversal da turbina
A_e	Área da perna central do núcleo
A_w	Área de janela do carretel
B	Coefficiente de atrito viscoso
B_{max}	Máxima densidade de fluxo magnético
$C_1, C_2 e C_3$	Capacitores de filtro dos conversores
$C_{c_1}, C_{c_2}, C_{c_3}, C_{c_4},$ C_{c_5}, C_{c_6}	Capacitores utilizados nos compensadores
Cap_{Ah}	Capacidade das baterias
C_{bat_1}, C_{bat_2}	Capacitância equivalente das baterias
$C_{elet1}, C_{elet2}, C_{elet3}$	Capacitor eletrolítico comercial utilizado no protótipo experimental
$C_{i_{L1}}(s)$	Compensador de corrente através do indutor <i>boost</i>
C_m	Parâmetro utilizado no cálculo de perdas no núcleo do indutor
C_{pol}	Capacitor de polipropileno comercial utilizado no protótipo experimental
$C_{P1}, C_{P2}, C_{P3},$ C_{P4}, C_{P5}, C_{P6}	Coefficientes das características aerodinâmicas da turbina
C_p	Coefficiente de potência da turbina
C_{pb}	Capacitor do filtro passa-baixa
C_T	Capacitância de ajuste da frequência do CI SG3525
$C_{v_{bat}}(s)$	Compensador de tensão nas baterias
$C_{v_{dc}}(s)$	Compensador de tensão de entrada do conversor <i>buck</i>
$C_{v_i}(s)$	Compensador de tensão de entrada do conversor <i>boost</i>
CEM_1, CEM_2	Comprimento efetivo por espira do indutor

$D_1, D_2, D_3, D_4,$ D_5, D_6	Diodos retificadores
D_7 e D_8	Diodos dos conversores estáticos
D_{fi0_1}, D_{fi0_2}	Diâmetro máximo do condutor
D_{S_1}, D_{S_2}	Razão cíclica dos interruptores dos conversores
D'_{S_1}, D'_{S_2}	Complemento da razão cíclica dos interruptores dos conversores
d_{PWM}	Número de pontos possíveis para a largura de pulso do canal PWM do μC
$d_{S_1}(t)$	Razão cíclica instantânea do conversor <i>boost</i>
$d_{S_2}(t)$	Razão cíclica instantânea do conversor <i>buck</i>
$\hat{d}_{S_1}(t)$	Variação ca da razão cíclica instantânea do conversor <i>boost</i>
$\hat{d}_{S_2}(t)$	Variação ca da razão cíclica instantânea do conversor <i>buck</i>
E	Força eletromotriz induzida
E_{C_1}	Energia transferida ao capacitor de retificação
E_a, E_b, E_c	Força eletromotriz induzida por fase
$F_1(s), F_2(s)$	Ganho do modulador pwm
$f_{c_1}, f_{c_2}, f_{c_3}, f_{c_4}$	Frequência de cruzamento para as ftilas
$f_{p_1}, f_{p_2}, f_{p_3}, f_{p_4}$	Frequência dos pólos dos compensadores
f_{S_1} e f_{S_2}	Frequência de comutação dos conversores estáticos
fu_1, fu_2	Fator de utilização do projeto físico do indutor
$f_{z_1}, f_{z_2}, f_{z_3}, f_{z_4}$	Frequência dos zeros dos compensadores
f_g	Frequência elétrica gerada
f_{osc}	Frequência de operação do microcontrolador
f_{pb}	Frequência de corte do filtro passa-baixa
f_{timer_2}	Frequência do temporizador do μC
$FTLA_{i_{L_1}}(s)$	FTLA para a corrente através do indutor <i>boost</i>
$FTLA_{v_{bat}}(s)$	FTLA para a tensão nas baterias
$FTLA_{v_{dc}}(s)$	FTLA para a tensão do barramento de entrada do conversor <i>buck</i>

$FTLA_{v_i}(s)$	FTLA para a tensão de entrada do conversor <i>boost</i>
$FTMA_{i_{L1}}(s)$	FTMA para a corrente através do indutor <i>boost</i>
$FTMF_{i_{L1}}(s)$	FTMF para a corrente através do indutor <i>boost</i>
$FTMF_{v_i}(s)$	FTMF para a tensão de entrada do conversor <i>boost</i>
$FTMA_{v_{bat}}(s)$	FTMA para a tensão nas baterias
$FTMA_{v_{dc}}(s)$	FTMA para a tensão do barramento de entrada do conversor <i>buck</i>
$FTMA_{v_i}(s)$	FTMA para a tensão de entrada do conversor <i>boost</i>
G_{e_1}	Função do ganho estático do conversor <i>boost</i>
G_{e_2}	Função do ganho estático do conversor <i>buck</i>
G_i	Ganho do sensor de corrente
$G_{i_{L1}-d_1}(s)$	FT de corrente através do indutor <i>boost</i> pela razão cíclica do interruptor S_1
$G_{v_{bat}-v_i}(s)$	FT da tensão da bateria pela tensão de entrada do conversor <i>boost</i>
$G_{v_{dc}-d_2}(s)$	FT da tensão de entrada do conversor <i>buck</i> pela razão cíclica do interruptor S_2
$G_{v_i-i_{L1}}(s)$	FT da tensão de entrada pela corrente através do indutor do conversor <i>boost</i>
H_1, H_2, H_3	Ganho dos compensadores em dB
$H_{i_{L1}}(s)$	Ganho de realimentação da corrente através do indutor <i>boost</i>
$H_{v_{bat}}(s)$	Ganho de realimentação da tensão nas baterias
$H_{v_{dc}}(s)$	Ganho de realimentação da tensão entrada do conversor <i>buck</i>
$H_{v_i}(s)$	Ganho de realimentação da tensão de entrada do conversor <i>boost</i>
I_a, I_b, I_c	Corrente de linha do gerador
$I_{C_{1max}}$	Corrente máxima através do capacitor da ponte de <i>Graetz</i>
$I_{D_{max}}$	Corrente máxima através dos diodos retificadores
I_{D_7}, I_{D_8}	Corrente média dos diodos dos conversores
I_{D_7max}, I_{D_8max}	Corrente máxima através dos diodos dos conversores
I_{dc}	Corrente média na saída do conversor <i>boost</i>

I_i	Corrente média na saída da ponte de <i>Graetz</i>
$I_{i_{\max}}$	Corrente máxima na saída da ponte de <i>Graetz</i>
I_{L_1ef}, I_{L_2ef}	Corrente eficaz através dos indutores
$I_{L_1\max}, I_{L_2\max}$	Corrente máxima através dos indutores
I_{S_1ef}, I_{S_2ef}	Corrente eficaz dos interruptores
$I_{S_1\max}, I_{S_2\max}$	Corrente máxima através dos interruptores
$i_{C_1}(t)$	Corrente instantânea através do capacitor da <i>ponte de Graetz</i>
$i_{C_2}(t)$	Corrente instantânea através do capacitor do conversor <i>boost</i>
$i_{c_1ef}, i_{c_2ef}, i_{c_3ef}$	Corrente eficaz dos capacitores
$i_{L_1}(t)$	Corrente instantânea através do indutor do conversor <i>boost</i>
$\hat{i}_{L_1}(t)$	Varição ca de corrente através do indutor do conversor <i>boost</i>
$i_{L_2}(t)$	Corrente instantânea através do indutor do conversor <i>buck</i>
J	Momento de inércia do conjunto (turbina e gerador)
J_{\max_1}, J_{\max_2}	Máxima densidade de corrente através dos condutores
K_1, K_2, K_3 e K_4	Ganhos dos compensadores
K	Constante de indução da máquina
K_w	Fator de utilização da área de enrolamento
L_1 e L_2	Indutâncias de filtro dos conversores
L_a, L_b, L_c	Indutância própria de fase do gerador
l_{gap_1}, l_{gap_2}	Comprimento do entferro do núcleo
M_{ab}, M_{ac}, M_{bc}	Indutância mútua por fase no gerador
N	Número de baterias
N_{e_1}, N_{e_2}	Número de espiras no enrolamento do indutor
N_{fios_1}, N_{fios_2}	Número de fios em paralelo para o condutor do indutor
P_1, P_2, P_3 e P_4	Pólos dos compensadores
P_{c_1}, P_{c_2}	Perdas no cobre do enrolamento do indutor
P_{L_1}, P_{L_2}	Perdas totais no indutor

P_m	Potência mecânica extraída do vento
P_{n_1}, P_{n_2}	Perdas no núcleo do indutor
P_v	Potência disponível pelo vento
P_{bat}	Potência fornecida às baterias
P_{dc}	Potência de saída do conversor <i>boost</i>
P_{D_7}, P_{D_8}	Perdas totais no diodo
P_{D_7Cd}, P_{D_8Cd}	Perdas por condução no diodo
P_{D_7Cm}, P_{D_8Cm}	Perdas por comutação no diodo
P_g	Potência gerada
P_i	Potência de saída da <i>ponte de Graetz</i>
P_{S_1}, P_{S_2}	Perdas totais no interruptor
P_{S_1Cd}, P_{S_2Cd}	Perdas por condução no interruptor
P_{S_1Cm}, P_{S_2Cm}	Perdas por comutação no interruptor
p	Número de pólos do gerador
$PR1, PR2$	Registrador do período de contagem do temporizador do μC
q	Carga do capacitor
R	Raio da pá
R_a, R_b, R_c	Resistência de fase do gerador
r_{av}	Resistência de condução do diodo
R_{bat_1}, R_{bat_2}	Resistência equivalente das baterias
$R_{Celet1}, R_{Celet2},$ R_{Celet3}	Resistência intrínseca do capacitor eletrolítico utilizado no protótipo experimental
$R_{c_1}, R_{c_2}, R_{c_3}, R_{c_4},$ $R_{c_5}, R_{c_6}, R_{c_7}, R_{c_8}$	Resistores utilizados nos compensadores
R_D	Resistência de descarga para o ajuste da frequência do SG3525
R_{da}	Resistência térmica dissipador-ambiente
R_{Dcd}	Resistência térmica cápsula-dissipador do diodo

$R_{D_{jc}}$	Resistência térmica junção-cápsula do diodo
R_{DS}	Resistência de condução do interruptor
R_i	Resistência para a conversão da corrente amostrada em sinal de tensão
R_{pb}	Resistor do filtro passa-baixa
$R_{r_1}, R_{r_2}, R_{r_{21}}, R_{r_{22}},$ $R_{r_3}, R_{r_4}, R_{r_{41}}, R_{r_{42}},$ $R_{r_5}, R_{r_6}, R_{r_{61}}, R_{r_{62}}$	Resistores utilizados para a amostragem das tensões
$R_{S_{ed}}$	Resistência térmica cápsula-dissipador do interruptor
$R_{se_1}, R_{se_2}, R_{se_3}$	Resistência série-equivalente dos capacitores
$R_{S_{jc}}$	Resistência térmica junção-cápsula do interruptor
R_T	Resistência de ajuste da frequência do SG3525
S_1 e S_2	Interruptores dos conversores estáticos
S_{c_1}, S_{c_2}	Área da seção de cobre necessária para os condutores
m	Massa de ar
T_a	Temperatura ambiente para o cálculo térmico do dissipador
T_d	Temperatura do dissipador
$T_{d_{s1}}, T_{d_{s2}}$	Temperatura do dissipador calculada para as perdas no interruptor
$T_{d_{D7}}, T_{d_{D8}}$	Temperatura do dissipador calculada para as perdas no diodo
T_{D_j}	Temperatura de junção do diodo
T_e	Torque elétrico do gerador
T_{S_j}	Temperatura de junção do interruptor
T_m	Torque mecânico da turbina
T_{max}	Elevação de temperatura máxima do cobre
T_{S_1}, T_{S_2}	Período de comutação do interruptor do conversor
T_{timer_1}, T_{timer_2}	Período dos temporizadores
t_f	Tempo de resposta de descida do interruptor

t_r	Tempo de resposta de subida do interruptor
$TMR1_{pre}$ $TMR2_{pre}$	Pré-divisor programável dos temporizadores
u	Velocidade do vento
V_a, V_b, V_c	Tensões de fase do gerador
V_{bat_1}	Tensão de flutuação por bateria
V_{bat_1max}	Tensão máxima por bateria
V_{bat_1min}	Tensão mínima por bateria
V_{bat}	Faixa de operação de tensão na saída do carregador de baterias
V_e	Volume efetivo do núcleo do indutor
V_f	Queda de tensão em condução direta do diodo
V_i	Tensão de saída da <i>ponte de Graetz</i>
V_{C_2max}	Tensão máxima sobre o capacitor do conversor <i>boost</i>
V_{C_3max}	Tensão máxima sobre o capacitor do conversor <i>buck</i>
V_{dc}	Tensão na saída do conversor <i>boost</i>
V_{gef}	Tensão eficaz gerada
V_{imax}	Tensão máxima na saída da ponte de <i>Graetz</i>
V_{imin}	Tensão mínima na saída da ponte de <i>Graetz</i>
V_{ri}	Tensão de amostragem
V_{c_1}, V_{c_2}	Volume de cobre utilizado no enrolamento do indutor
$V_{ref_{IL1}}$	Tensão de referência do compensador de corrente através do indutor <i>boost</i>
$V_{ref_{Vbat}}$	Tensão de referência do compensador de tensão nas baterias
$V_{ref_{Vdc}}$	Tensão de referência do compensador de tensão de entrada no conversor <i>buck</i>
$V_{ref_{Vi}}$	Tensão de referência do compensador de tensão de entrada no conversor <i>boost</i>
V_s	Tensão de amplitude do modulador PWM

$v_{C_1}(t)$	Tensão instantânea sobre o capacitor da ponte de <i>Graetz</i>
$v_{C_2}(t)$	Tensão instantânea sobre o capacitor do conversor <i>boost</i>
$v_{C_3}(t)$	Tensão instantânea sobre o capacitor do conversor <i>buck</i>
$v_{bat}(t)$	Tensão instantânea sobre as baterias
$v_{dc}(t)$	Tensão instantânea na saída do conversor <i>boost</i>
$v_i(t)$	Tensão instantânea na saída da <i>ponte de Graetz</i>
$\hat{v}_{bat}(t)$	Variação ca de tensão sobre as baterias
$\hat{v}_{dc}(t)$	Variação ca de tensão sobre a saída do conversor <i>boost</i>
$\hat{v}_i(t)$	Variação ca de tensão sobre a saída da <i>ponte de Graetz</i>
$v_{L_1}(t)$	Tensão instantânea sobre o indutor do conversor <i>boost</i>
$v_{L_2}(t)$	Tensão instantânea sobre o indutor do conversor <i>buck</i>
x	Parâmetro utilizado no cálculo de perdas no núcleo do indutor
y	Parâmetro utilizado no cálculo de perdas no núcleo do indutor
Z_1, Z_2, Z_3 e Z_4	Zeros dos compensadores
ΔB_{max}	Máxima variação de densidade de fluxo magnético
ΔI_{L_1}	Ondulação de corrente através do indutor <i>boost</i>
ΔI_{L_2}	Ondulação de corrente através do indutor <i>buck</i>
ΔV_{bat}	Ondulação de tensão na saída do carregador de baterias
ΔV_{dc}	Ondulação de tensão na saída do conversor <i>boost</i>
ΔV_i	Ondulação de tensão na saída da <i>ponte de Graetz</i>
α_c	Coefficiente de temperatura
β	Ângulo de passo da pá (<i>pitch</i>)
ε_1	Sinal de erro do compensador
ω_m	Velocidade mecânica da turbina
$\omega_{m(rpm)}$	Velocidade mecânica da turbina em RPM
ρ	Densidade do ar
ρ_c	Resistividade do cobre

λ	Velocidade de ponta da pá
η_1, η_2, η_3	Rendimento dos conversores
φ	Fluxo magnético
μ_o	Permeabilidade magnética
δ	Profundidade de penetração para o condutor

INTRODUÇÃO GERAL

O homem começou a utilizar a energia dos ventos como fonte energética primária para realizar trabalho centenas de anos atrás. Estima-se que a partir da Idade Média se passou a utilizar em maior escala as forças aerodinâmicas de sustentação, permitindo o advento das grandes navegações e também maior eficiência às máquinas eólicas. O certo é que no século XIV, na Holanda, essas máquinas já apresentavam grande evolução técnica e capacidade em potência com ampla aplicação, principalmente na moagem de grãos, serrarias e bombeamento de água [1].

A pioneira a utilizar energia eólica para geração de energia elétrica foi a Dinamarca com suas primeiras tentativas no final do século XIX [2]. A partir da década de 1930 nos Estados Unidos iniciou-se uma ampla utilização de pequenos aerogeradores para carregamento de baterias, o que favoreceu o acesso à energia elétrica para populações rurais [1]. Porém, tanto os programas de Pesquisa & Desenvolvimento para aerogeradores, como sua utilização sofreram consideráveis reduções nos montantes investidos no decorrer dos anos, devido à expansão das usinas termelétricas movidas a petróleo, gás e carvão.

Contudo, desde o episódio da crise do petróleo, ocorrida na década de 1970, houve um grande interesse principalmente de países europeus e dos Estados Unidos em incentivar pesquisas por fontes alternativas de energia, visando à redução da dependência externa dos países exportadores de petróleo. Além disso, a indisponibilidade de energia hidráulica em alguns países, a opinião pública contrária à utilização da energia nuclear, bem como os aspectos ambientais envolvendo a queima de combustíveis fósseis, levou alguns países a optar por uma matriz energética baseada em fontes renováveis.

Atualmente, os equipamentos para geração eólica vêm evoluindo rapidamente em termos de idéias e conceitos preliminares para produtos de alta tecnologia, pois dentre todas as fontes renováveis é a mais viável financeiramente para diversas aplicações [3]. Algumas projeções indicam que a energia eólica irá fornecer até 12% da demanda elétrica mundial até 2020 [4].

Em função do grande potencial hidráulico disponível, o Brasil só veio a perceber a importância de tais alternativas após o racionamento de energia ocorrido em 2001. Uma legislação específica foi criada pelo governo federal com o objetivo de desenvolver, apoiar a pesquisa e a utilização de fontes alternativas de energia elétrica, visando minimizar a dependência que o país tem da geração de energia de origem hidrelétrica. Dentre essas formas

alternativas, tem-se a energia eólica, de modo que o país tem um elevado potencial de 143,5GW, segundo estudos realizados em 2005 pelo Centro de Pesquisas em Energia Elétrica – Cepel, tendo como uma das áreas mais promissoras a região Nordeste, com mais da metade do potencial eólico estipulado (75GW) [5].

Tendo conhecimento desse enorme potencial eólico e da possibilidade de se utilizar a energia eólica em sistemas autônomos (isolados), além da atual existência de comunidades no meio rural brasileiro ainda sem acesso à energia elétrica, uma das alternativas para mitigar a “exclusão energética” surge da utilização de Sistemas Eólicos de Pequeno Porte (SEPP) para carregamento de baterias.

Sistemas eólicos em geral podem trabalhar com velocidade da turbina constante ou variável. Os sistemas de velocidade constante são uma prática comum adotada por alguns fabricantes. Apesar desta simplicidade e robustez, sérios problemas são associados a esta solução, como redução da vida útil das baterias e aumento das perdas do sistema. Os sistemas de velocidade variável permitem a utilização das turbinas no seu ponto de máxima potência para uma ampla faixa de velocidades dos ventos, o que otimiza o aproveitamento da energia disponível [6].

Diante deste contexto, no presente trabalho é proposto um carregador de baterias para um SEPP, que utiliza um conversor *boost* em cascata com uma ponte de *Graetz*, possibilitando a implementação de um Rastreador do Ponto de Máxima Potência (*Maximum Power Point Tracking* - MPPT) e a redução da rotação da máquina numa situação de sobrecarga nas baterias. Um conversor *buck* é conectado em série com o *boost*, para garantir um barramento de tensão constante entre os dois conversores estáticos. Com isso, consegue-se obter a extração da máxima potência para todas as faixas de velocidade do vento disponíveis, o carregamento das baterias através dos métodos de carga convencionais, além da flexibilidade quanto à quantidade de baterias a serem carregadas.

O trabalho foi dividido em seis capítulos e a descrição de cada um é feita a seguir.

Capítulo I – São expostos os conceitos preliminares de sistemas de conversão de energia eólica e a modelagem matemática necessária para desenvolver simulações, projetos e especificações de turbinas e geradores.

Capítulo II – Através de uma revisão bibliográfica, são apresentadas algumas das topologias já utilizadas em SEPP para carregamento de baterias, mostrando suas vantagens e desvantagens. Por fim é descrita a topologia proposta neste trabalho.

Capítulo III – É realizada uma análise teórica e matemática dos conversores utilizados no presente trabalho. São apresentadas e demonstradas as expressões matemáticas necessárias

para a obtenção das funções de transferência das plantas a serem compensadas, de acordo com o esquema de controle sugerido.

Capítulo IV – São elaborados os projetos dos circuitos de potência e controle dos conversores, bem como dos sistemas supervisórios e de MPPT.

Capítulo V – São apresentados os resultados de simulação do projeto desenvolvido no capítulo anterior. São mostradas formas de onda do sistema em regime permanente (esforços nos componentes) e em regime transitório (modos de operação do carregador de baterias).

Capítulo VI – São apresentados os resultados experimentais em regime estacionário e transitório (modos de operação do carregador e comportamento dos compensadores) do protótipo desenvolvido.

Conclusão Geral – Principais contribuições deste trabalho e sugestões para posteriores continuidades.

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO AOS SISTEMAS DE CONVERSÃO DE ENERGIA EÓLICA

O princípio básico de uma turbina eólica é converter a energia cinética dos ventos em energia rotacional. Esta energia rotacional é utilizada para acionar um gerador elétrico, permitindo que a energia cinética do vento seja convertida em energia elétrica [7], através de um acoplamento magnético. No entanto, apenas parte dessa energia eólica total é transmitida ao eixo do gerador, devido ao rendimento característico de cada tipo de turbina. Portanto, para que seja possível dimensionar um gerador eólico-elétrico juntamente com sua carga, é necessário obter os modelos matemáticos do sistema que determinam os valores das potências e tensões geradas, velocidade mecânica, dentre outras grandezas. Neste contexto, este capítulo dedica-se a apresentação das principais equações matemáticas utilizadas em sistemas de conversão de energia eólica, bem como discussão dos principais conceitos envolvendo a geração de energia elétrica a partir dos ventos.

1.1. POTÊNCIA DISPONÍVEL PELO VENTO

Uma corrente de ar possui uma determinada energia cinética que pode ser convertida em energia rotacional para movimentar as pás de uma turbina eólica. Esta energia cinética pode ser determinada através da quantidade de vento de massa m que flui com velocidade u no sentido axial da turbina. A potência P_v disponível a partir do vento é obtida através da energia cinética com relação ao tempo, sendo dada pela equação (1.1), na qual A_v é a área varrida pela seção transversal da turbina, e ρ é a densidade do ar. Isto representa a potência total disponível extraída [8].

$$P_v = \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot A_v \cdot u^3. \quad (1.1)$$

1.2. POTÊNCIA EXTRAÍDA DO VENTO E COEFICIENTE DE POTÊNCIA

Como já mencionado anteriormente, apenas parte da energia eólica total é convertida em energia mecânica rotacional no eixo do gerador. A potência mecânica extraída P_m , é obtida de acordo com o rendimento da turbina, mais conhecido por coeficiente de potência C_p , dado pela equação (1.2). A máxima potência teórica extraída pela turbina equivale a 59%

(coeficiente de Betz) da potência disponível pelo vento. A figura 1.1 mostra como ocorre a extração da potência mecânica para uma turbina eólica.

$$P_m = C_p(\lambda, \beta) \cdot P_v. \quad (1.2)$$

Este fator de desempenho, como pode ser observado acima, possui duas variáveis de entrada. A primeira variável é a velocidade de ponta da pá λ , dada pela equação (1.3), que é a razão entre a velocidade linear $\omega_m R$, e a velocidade do vento u , onde R é o raio da pá. A segunda variável é o ângulo de passo (*pitch*) β , que é o ângulo da pá em relação ao seu eixo longitudinal, como apresentado na figura 1.1.

$$\lambda = \frac{R \cdot \omega_m}{u}. \quad (1.3)$$

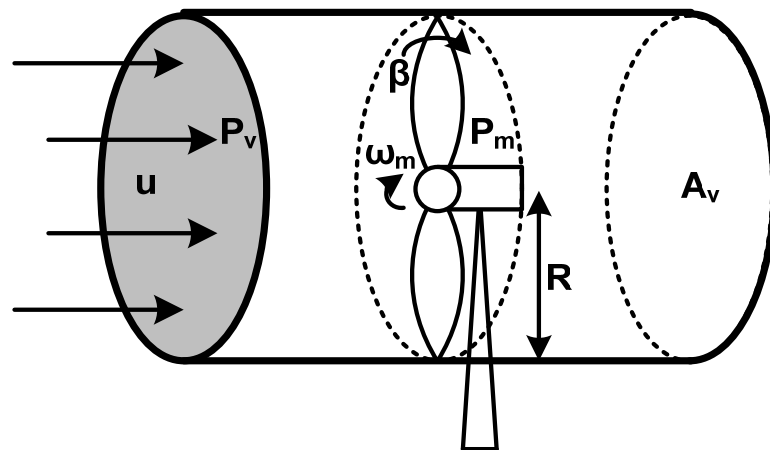


Figura 1.1 – Potência mecânica extraída do vento.

Em turbinas eólicas, a potência mecânica extraída depende do coeficiente de potência, como observado na figura 1.2. Para atingir a potência mecânica máxima, a velocidade angular deve ser ajustada para garantir que a velocidade de ponta do sistema seja mantida no ponto de operação ótimo para cada valor de velocidade do vento. Este é o princípio dos sistemas de velocidade variável que utilizam os métodos de MPPT.

Através do controle da variação do ângulo de *pitch* é possível limitar a velocidade rotacional da turbina. No entanto, devido a sua sofisticação (inclusão de motores para ajustar o ângulo da pá), em SEPPs sua inclusão torna-se inviável economicamente [10]. Normalmente, um SEPP utiliza controle por estol passivo (pás fixas) ou ativo (pás móveis, na qual estas estão conectadas à nacele da turbina eólica através de um sistema de molas).

Um terceiro e último fator determinante para a obtenção de um valor numérico para o coeficiente de potência é o formato e número de pás, o que está ligado diretamente ao *design* e à construção da turbina. Portanto, a equação de $C_p(\lambda, \beta)$ pode ser aproximada

satisfatoriamente por (1.4) [8], onde a característica aerodinâmica das turbinas existentes é ajustada de acordo com os coeficientes C_{P1} , C_{P2} , C_{P3} , C_{P4} , C_{P5} e C_{P6} .

$$C_p(\lambda, \beta) = C_{P1} \cdot \left(\frac{C_{P2}}{\lambda_i} - C_{P3} \cdot \beta - C_{P4} \right) \cdot e^{\frac{C_{P5}}{\lambda_i}} + C_{P6} \cdot \lambda. \quad (1.4)$$

Onde λ_i é dado por:

$$\frac{1}{\lambda_i} = \frac{1}{\lambda + 0,08 \cdot \beta} - \frac{0,035}{\beta^3 + 1}. \quad (1.5)$$

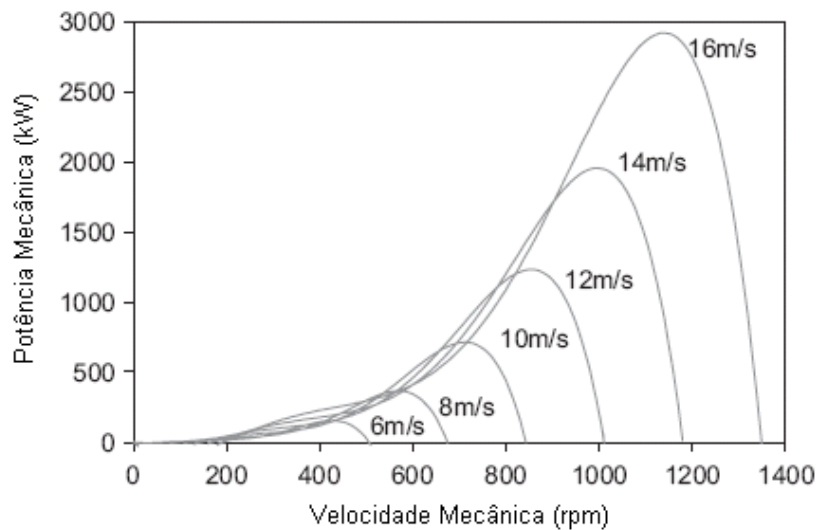


Figura 1.2 – Característica da potência de saída da turbina [9].

Basicamente, as turbinas podem ser divididas em duas categorias: turbinas de eixo vertical e de eixo horizontal. Estas últimas apresentam um coeficiente de potência maior quando comparadas as primeiras, justamente devido a sua aerodinâmica. Por isso, as turbinas eólicas de eixo horizontal (*Horizontal Axis Wind Turbine - HAWT*) são as mais utilizadas atualmente para a produção de energia elétrica. Os rotores de uma, duas e três pás de uma HAWT são os mais eficientes no que se refere ao melhor aproveitamento do vento e são eles que constituem as modernas turbinas. Os rotores de pá única requerem um contrapeso para eliminar a vibração, e isso limita o seu uso [10]. Os rotores de três pás são normalmente os mais utilizados que os de duas pás, por serem menos susceptíveis ao efeito de sombra da torre [7],[8], o que lhes confere um ganho maior no coeficiente de potência. Na figura 1.3 são mostrados alguns valores de coeficiente de potência para HAWTs de acordo com a variação de λ , e como já comentado anteriormente o rotor de três pás apresenta o maior valor de C_p . Valores típicos dos coeficientes C_{P1} a C_{P6} para HAWTs com três pás são dados por 0,5176; 116; 0,4; 5; 21; e 0,0068, respectivamente [8].

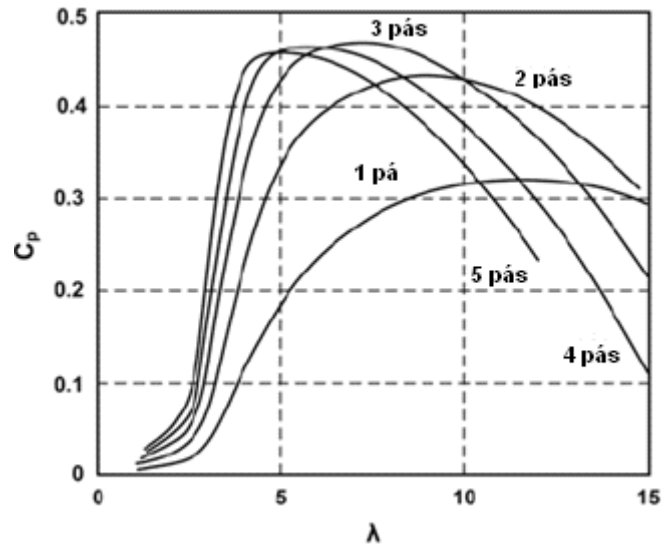


Figura 1.3 – Coeficiente de potência versus velocidade de ponta [11].

1.3. GERADOR SÍNCRONO DE IMÃ PERMANENTE

A máquina ou gerador síncrono de ímã permanente (*Permanent Magnet Synchronous Generator - PMSG*) possui reduzidas dimensões e uma alta capacidade de gerar energia a baixas velocidades de rotação. Por estes motivos, esta tecnologia vem sendo bastante aplicada em SEPPs. O PMSG com fluxo magnético axial é também conhecido como máquina *torus* (*torus machine*) e sua topologia é mostrada na figura 1.4 [12].

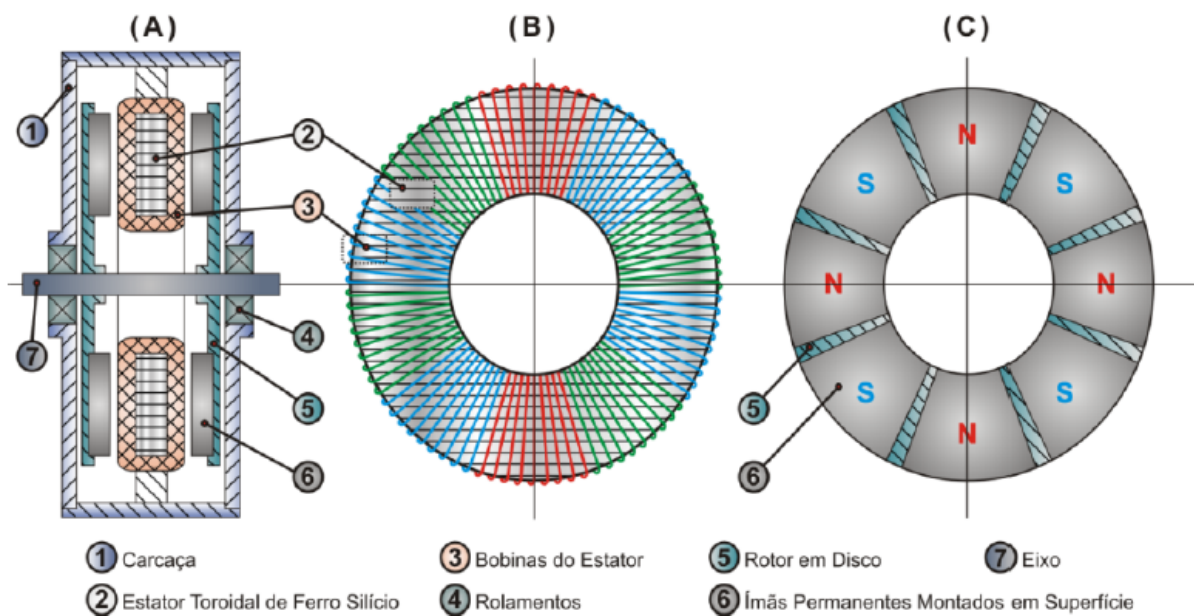


Figura 1.4 – Vista externa de um PMSG com fluxo axial (máquina Torus). (a) Estrutura construtiva; (b) Vista frontal do estator com seus enrolamentos; (c) Vista frontal do disco de ímãs [10].

A máquina é simples, com custo de construção reduzido e tem uma alta eficiência. O uso de ímãs de Neodímio-Ferro-Boro proporciona um pequeno tamanho e peso, bem como um alto carregamento magnético. Seu disco do rotor atua naturalmente como um ventilador, proporcionando uma boa ventilação para os enrolamentos do estator que operam com um alto carregamento elétrico. O enrolamento sem ranhuras determina baixos valores de indutâncias (mútuas e próprias), pois o entreferro magnético é necessariamente largo e a ranhura de ligação é logicamente ausente. Também, com um alto carregamento magnético, é possível gerar a força eletromotriz requerida usando um pequeno número de espiras por enrolamento, e desta forma as resistências e indutâncias são baixas[3], [12].

Um modelo matemático utilizado para um PMSG foi proposto por [12] e é mostrado na figura 1.5. Cada fase do gerador está defasada em 120° em relação às outras, e é composta pelas indutâncias mútuas M_{xy} (com x e y denotando as fases distintas do gerador), devido à influência das correntes que circulam através das fases adjacentes, a força eletromotriz induzida E_x , a indutância própria L_x , e a resistência R_x . Os parâmetros necessários ao modelo podem ser obtidos a partir de ensaios experimentais do gerador.

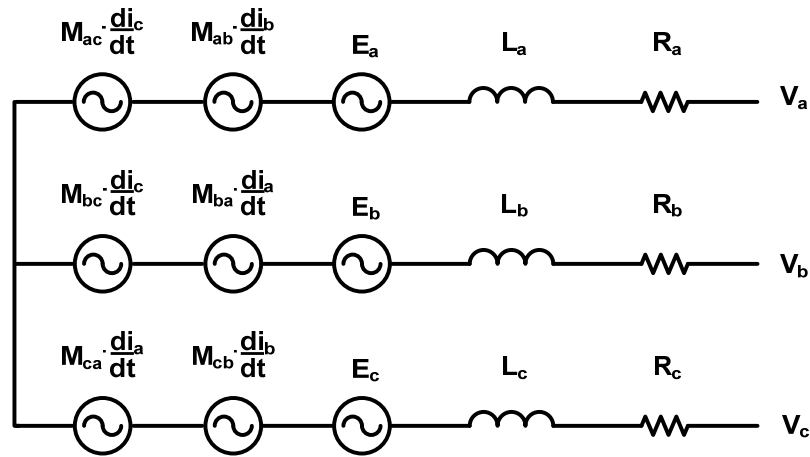


Figura 1.5 – Modelo matemático do PMSG.

Através da análise da figura 1.5 e utilizando a lei das malhas de Kirchhoff, é possível obter a equação em regime permanente para cada fase do modelo. As três equações são mostradas na forma matricial em (1.6).

$$\begin{pmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} E_a \\ E_b \\ E_c \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 \\ 0 & 0 & R_c \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ba} & L_b & M_{bc} \\ M_{ca} & M_{cb} & L_c \end{pmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{pmatrix}. \quad (1.6)$$

A força eletromotriz induzida é fornecida pela expressão (1.7), onde K é a constante de indução da máquina, que é determinada pelas características e disposições dos fios e materiais utilizados na construção da máquina. A variável φ é o fluxo magnético.

$$E = K \cdot \varphi \cdot \omega_m. \quad (1.7)$$

A frequência elétrica f_g do gerador está ligada diretamente ao número de pólos e à rotação mecânica da força motriz primária, neste caso, a turbina eólica. Através da expressão (1.8), é possível obter a frequência elétrica, onde p é o número de pólos do rotor e a frequência angular ω_m é dada em RPM.

$$f_g = \frac{p}{2} \cdot \frac{\omega_m(rpm)}{60}. \quad (1.8)$$

O torque elétrico é fornecido pela expressão (1.9). O torque mecânico e a dinâmica existente entre turbina e gerador são obtidos através da expressão (1.10), onde B e J representam o coeficiente de atrito viscoso e o momento de inércia do aerogerador, respectivamente.

$$T_e = \frac{E_a \cdot I_a + E_b \cdot I_b + E_c \cdot I_c}{\omega_m}, \quad (1.9)$$

$$T_m = T_e + B \cdot \omega_m + J \cdot \frac{d\omega_m}{dt}. \quad (1.10)$$

1.4. CONSIDERAÇÕES FINAIS

As principais equações utilizadas em SEPPs foram apresentadas neste capítulo. A partir delas, foi possível verificar que o coeficiente de potência de uma turbina eólica depende do ângulo de *pitch* e da velocidade de ponta da pá, e que o ajuste dessas variáveis através de um sistema de controle é de suma importância para se obter a máxima transferência de potência entre turbina e eixo do gerador. Daí a justificativa, não somente deste trabalho, mas dos SEPPs modernos em utilizar turbinas com velocidade variável. Ainda com relação às turbinas, foi visto também, como pode ser constatado através da figura 1.3, que as HAWTs com três pás são as mais eficientes devido a fato de serem menos susceptíveis a vibrações mecânicas e ao efeito de sombra.

Foi verificado que o PMSG apresenta um reduzido tamanho, apesar do seu elevado carregamento magnético. Logo, este tipo de gerador é útil na aplicação deste trabalho, já que em SEPPs as turbinas possuem diâmetro bastante reduzido. Além disso, a baixa resistência

característica deste tipo de gerador garante uma operação com reduzidas velocidades do vento, fazendo com que a utilização do PMSG seja vantajosa em regiões onde isto predomine.

CAPÍTULO 2

TOPOLOGIAS DE CONVERSORES UTILIZADAS EM SEPPS PARA CARREGAMENTO DE BATERIAS

Os SEPPs autônomos (isolados), em geral, utilizam alguma forma de armazenamento de energia. Este armazenamento pode ser feito através de baterias, com o objetivo de alimentar aparelhos elétricos (direta ou indiretamente alimentando o barramento de um inversor), ou na forma de energia gravitacional, com a finalidade de armazenar a água bombeada em reservatórios para posterior utilização. Por outro lado, os sistemas que armazenam energia em baterias necessitam de um dispositivo para controlar a carga e a descarga da bateria [13].

O controlador de carga ou carregador de baterias tem como principal objetivo evitar danos à bateria por sobrecarga ou descarga profunda. No entanto, controladores tradicionais não podem ser utilizados em SEPPs, pois a potência fornecida pela fonte não é fixa devido à intermitência dos ventos. Surge então a necessidade de controlar a transferência de potência entre aerogerador e carga de maneira que esta seja a mais otimizada possível.

A seguir, são apresentadas algumas das topologias mais utilizadas em SEPPs para carregamento de baterias, que utilizam em suas estruturas de controle apenas medições de grandezas elétricas. Serão mostradas as suas principais características, vantagens e desvantagens. No final, será introduzida a topologia proposta neste trabalho.

2.1. RETIFICADOR TRIFÁSICO TIPO PONTE DE *GRAETZ*

Esta é a mais antiga topologia utilizada em SEPPs para carregamento de baterias. Este método, como mostrado na figura 2.1, consiste em conectar o PMSG diretamente ao banco de baterias através de um retificador trifásico não controlado, conhecido na literatura como Ponte de *Graetz*. A inserção do capacitor é opcional e serve para atenuar a ondulação de tensão sobre as baterias.

A conexão direta de um retificador trifásico a um banco de baterias é uma prática comum adotada por alguns fabricantes [14]. Embora exista simplicidade e robustez, sérios problemas estão associados com esta solução, como redução da vida útil das baterias devido à sobretensão e sobrecorrente, aumento das perdas no sistema devido à não extração da potência máxima disponível pelo vento, carregamento incompleto da bateria, além da ausência de transferência de potência para baixas velocidades do vento, pois enquanto a

tensão gerada não apresentar um valor maior que a tensão sobre as baterias os diodos retificadores se manterão bloqueados.

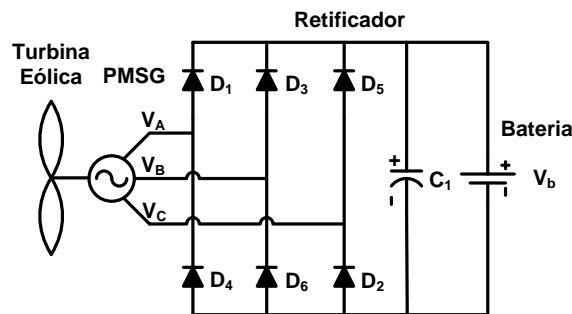


Figura 2.1 – Ponte de Graetz com filtro capacitivo.

Uma alternativa para melhorar o desempenho do carregador de baterias seria adicionar um indutor série no lado ca da ponte de *Graetz* [15]. Esta solução garante uma melhoria na extração de potência e também contribui para a redução das componentes harmônicas da corrente de linha, geradas devido à característica de carga não linear apresentada pelo retificador.

A figura 2.2 mostra alguns resultados de potência mecânica obtidos com a inserção de alguns valores de indutância série no sistema. Com a conexão dos indutores, percebe-se um melhor aproveitamento da potência mecânica para velocidades do vento mais elevadas. No entanto, este método apresenta uma aproximação muito irregular com a curva dos pontos de máxima potência. Outra desvantagem é que o indutor projetado para melhorar o desempenho do carregador de baterias servirá apenas para um específico gerador eólico-elétrico, já que o seu valor depende da indutância da máquina e da indutância do cabo que conecta o gerador ao retificador.

2.2. PONTE DE *GRAETZ* EM SÉRIE COM CONVERSOR *BUCK*

A inserção de conversores estáticos cc-cc nos SEPPs foi uma evolução significativa em termos de desempenho e eficiência. Introduzindo-se um conversor cc-cc entre o retificador e o banco de baterias e regulando sua razão cíclica de forma conveniente, é possível alterar a impedância aparente vista pelo gerador, conseguindo-se então obter pontos de máxima potência para uma determinada velocidade do vento, como exemplificado na figura 1.2. A regulação da razão cíclica imposta ao interruptor do conversor é ajustada utilizando-se alguma das técnicas de sistemas de MPPT, como tabelas de pesquisa, curvas de interpolação, algoritmos de Perturbar e Observar (P&O), dentre outras. Outra característica positiva obtida

com a utilização de conversores cc-cc refere-se às políticas de proteção do SEPP. Com um sistema de controle apropriado, também é possível implementar ações que protejam a bateria contra sobrecargas.

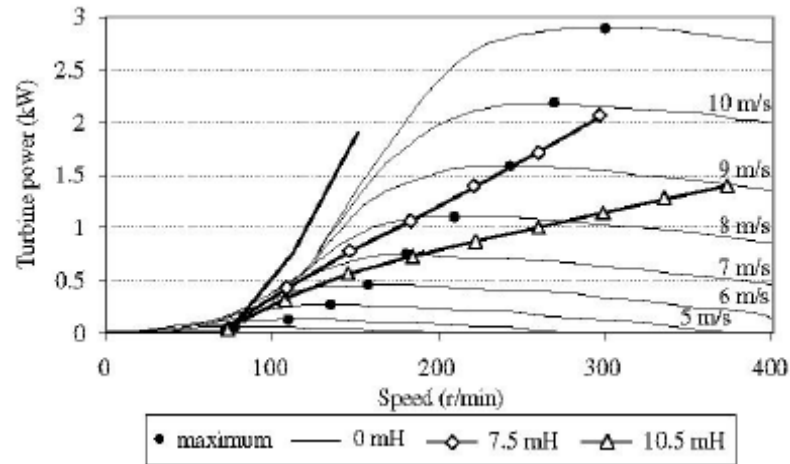


Figura 2.2 – Resultados da potência mecânica obtida com a utilização ou não de indutâncias externas [15].

Um dos primeiros conversores estáticos cc-cc a serem utilizados em SEPPs foi o conversor *buck*, mostrado na figura 2.3, justamente por apresentar a característica de reduzir o nível cc de tensão da saída com relação a sua entrada. Alguns exemplos de estratégias de MPPT para esta topologia foram propostos recentemente em [10] e [16], utilizando-se como parâmetros para o ajuste da razão cíclica apenas grandezas elétricas como corrente e/ou tensão. Com essas grandezas, calcula-se o valor de potência e através de técnicas de diferenciação ou de diferenças de potência é possível obter o ponto máximo de potência, como mostrado na figura 2.4.

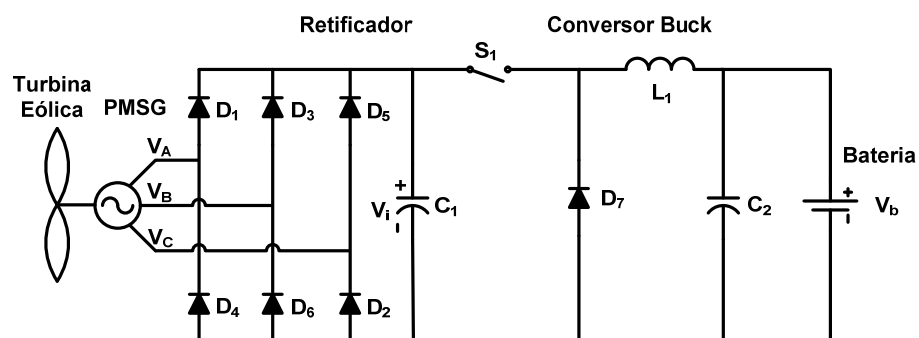


Figura 2.3 – Ponte de *Graetz* em cascata com o conversor *buck*.

O conversor *buck* tem a vantagem de possuir características de fonte de tensão e corrente em sua entrada e saída, respectivamente, além de uma reduzida ondulação de corrente de carga. Porém apresenta o mesmo inconveniente da topologia mostrada

anteriormente, que é a ausência de transferência de potência da fonte para a carga quando a tensão gerada apresenta um valor abaixo da tensão do banco de baterias. Uma segunda desvantagem é a presença de corrente pulsada na entrada do conversor, sendo necessária a utilização de um barramento cc de entrada de elevada capacitância.

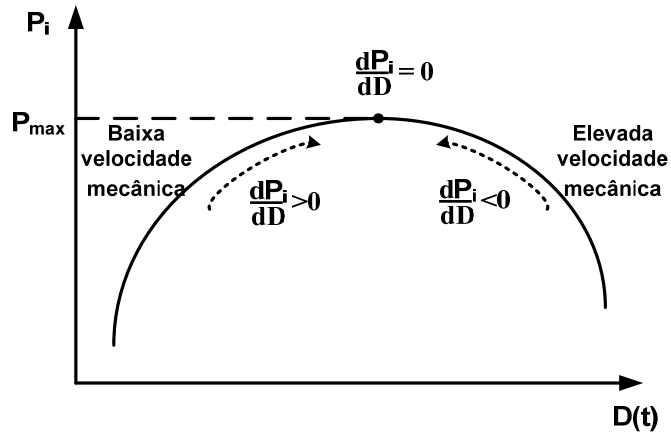


Figura 2.4 – Busca do ponto de máxima potência.

2.3. PONTE DE GRAETZ EM PARALELO COM CONVERSOR BOOST

Uma solução alternativa para resolver o problema da ausência de transferência de potência para a faixa de operação em baixas velocidades foi proposto em [3], sendo a respectiva topologia mostrada na figura 2.5. Esta arquitetura consiste em utilizar um conversor *boost* para regular a tensão do barramento cc e, conseqüentemente, a impedância vista pelo PMSG, enquanto a tensão gerada não for suficiente para polarizar os diodos da ponte de *Graetz*. Com isso, garante-se a transferência de potência entre fonte e carga para baixas velocidades do vento.

Esta topologia não é capaz rastrear a máxima potência para médias e altas velocidades de vento, pois nessas faixas de operação apenas o retificador estará processando energia elétrica. Como o conversor atua apenas para baixas velocidades de vento, ele também não poderá ser utilizado na implementação de estratégias de proteções para o banco de baterias, sendo então necessário utilizar algum conversor adicional exclusivamente para este propósito, o que seria outra desvantagem desta topologia. Portanto, os mesmos problemas encontrados na estrutura mais antiga e tradicional da figura 2.1, que é a ponte de *Graetz*, são também encontrados na utilização desta topologia.

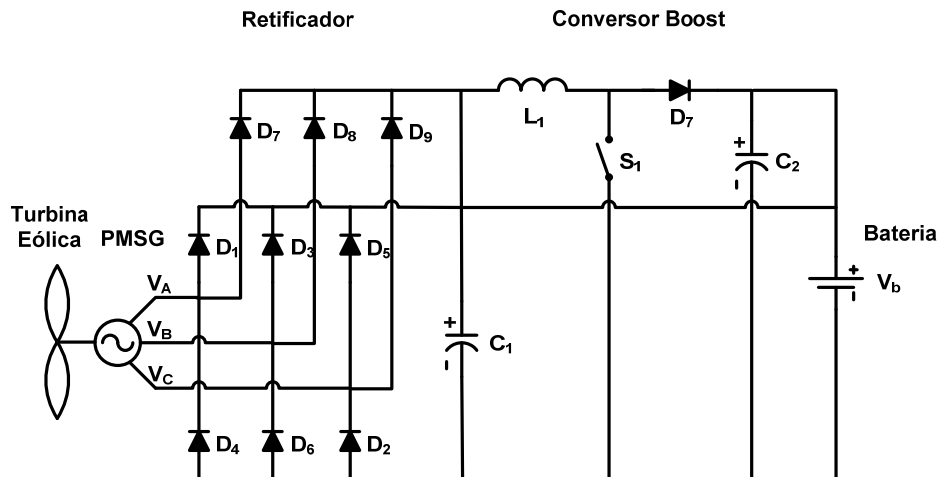


Figura 2.5 – Ponte de *Graetz* em paralelo com o conversor *boost*.

2.4. PONTE DE *GRAETZ* EM SÉRIE COM CONVERSOR *BOOST*

Todas as topologias mostradas anteriormente não são capazes de operar em todas as faixas de velocidade do vento ou extrair a máxima potência em alguma dessas faixas. A solução mais simples para resolver esse problema seria utilizar um conversor *boost* em cascata com a ponte de *Graetz*, como mostrado na figura 2.6. Este conversor tem a vantagem de possuir características de fonte de corrente e de tensão na entrada e saída, respectivamente, além de possibilitar a condução contínua na entrada.

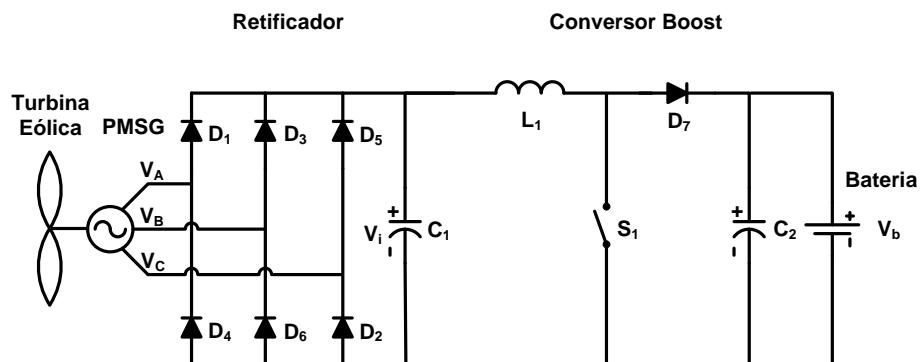


Figura 2.6 – Ponte de *Graetz* em cascata com o conversor *boost*.

Uma das propostas mais recentes para o controle desta estrutura foi sugerida em [17] e consiste em utilizar um sistema de controle que regula a tensão do banco de baterias, capaz de implementar um sistema de MPPT e também reduzir a rotação da máquina diante de elevados níveis de tensão sobre as baterias. O diagrama de blocos do sistema de controle é mostrado na figura 2.7. O compensador mais interno $C_{LL1}(s)$ regula a corrente média no indutor através da

variação da razão cíclica. A referência deste compensador é fornecida por um circuito lógico que escolhe o maior sinal entre a referência de corrente de MPPT e o sinal oriundo do compensador de tensão de entrada $C_{Vi}(s)$. Enquanto o banco de baterias não apresentar sobretensão, a referência para a corrente média através do indutor será a corrente ótima para se obter o MPP. Caso contrário, a referência será fornecida pela malha de controle externa $C_{Vbat}(s)$. Este sinal de controle será decrementado para regular a tensão máxima sobre as baterias. O compensador intermediário $C_{Vi}(s)$ receberá sua referência de $C_{Vbat}(s)$, que será decrementado. Então, $C_{Vi}(s)$ será incrementado para reduzir a tensão de entrada e, conseqüentemente, a rotação da máquina. Com isso, é possível otimizar a transferência de potência, e ao mesmo tempo implementar um sistema de proteção para as baterias.

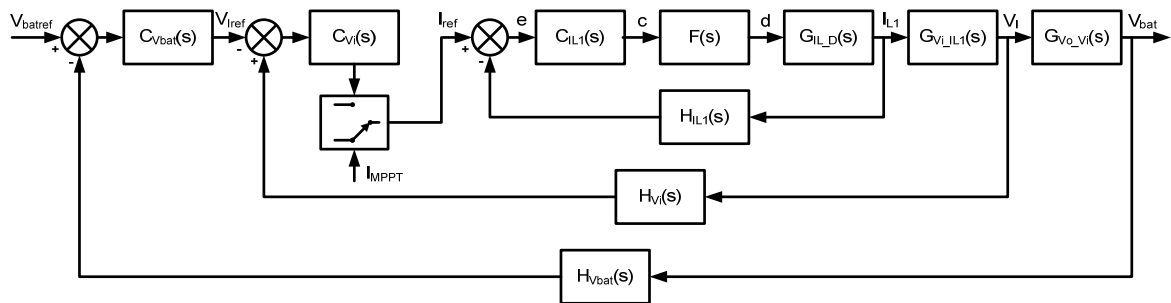


Figura 2.7 – Estratégia de controle para conversor *boost* proposto em [17].

Apesar de poder operar em todas as faixas de operação, esta topologia não é muito usual em SEPPs, devido à necessidade de se utilizar várias baterias em série para poder elevar a tensão de carga do sistema. Outra desvantagem é a corrente pulsante na saída, sendo necessário utilizar um filtro capacitivo de elevada capacitância.

2.5. OUTRAS TOPOLOGIAS UTILIZADAS EM SEPPS

Outras topologias podem ser utilizadas em SEPPs e várias pesquisas já foram realizadas com o intuito de encontrar soluções alternativas e eficientes, com capacidade de obter a máxima transferência de potência elétrica, além de tornar possível a implementação de sistemas de proteção ao banco de baterias.

Um conversor bastante explorado em pesquisas é o conversor *buck-boost* [18]. Esta topologia pode ser tanto abaixadora quanto elevadora de tensão, portanto sendo possível operar o sistema em todas as faixas de velocidade do vento. No entanto, este conversor apresenta a desvantagem de possuir a tensão de saída com polaridade invertida em relação à tensão de entrada.

Outra solução seria a utilização do conversor SEPIC, que contém as mesmas características de entrada e saída do conversor *boost*, além da mesma vantagem do conversor *buck-boost* de poder elevar e abaixar a tensão de saída, porém sem o inconveniente de apresentar inversão de polaridade. Uma solução semelhante a esta também seria possível com a utilização do conversor ZETA. Porém, ambos os conversores podem implicar em estruturas de controle mais complexas devido à adição de mais elementos armazenadores de energia, quando comparados com as topologias anteriores.

2.6. TOPOLOGIA PROPOSTA: UTILIZAÇÃO DOS CONVERSORES *BOOST* E

BUCK

A estrutura de processamento de energia para SEPPs utilizada no carregamento de baterias, o qual é o escopo deste trabalho, tenta se aproveitar das principais vantagens mostradas nas topologias anteriores. A estrutura terá que ser capaz de rastrear o ponto de máxima potência fornecido pelo gerador eólico-elétrico, além de proteger a bateria contra sobrecarga.

O carregador de baterias proposto, mostrado na figura 2.8, emprega a utilização em cascata do retificador do tipo ponte de *Graetz*, e dos conversores *boost* e *buck*, nesta ordem, respectivamente. Com a utilização do conversor *boost* no sistema, a extração de potência no seu ponto máximo poderá ser aplicada para todas as faixas de velocidade do vento, e ao se utilizar o conversor *buck*, será possível implementar alguma das já tradicionais estratégias de carregamento de banco de baterias, possibilitando também escolher a quantidade de baterias a serem carregadas. Tanto a entrada como a saída do processador de energia não apresentam correntes pulsadas, o que seria outra vantagem dessa proposta.

A ponte de *Graetz* tem apenas a função de retificar a tensão senoidal gerada. Já o conversor *boost* será utilizado para rastrear a máxima potência através de um sistema de MPPT, e regular a tensão do banco de baterias através da redução da rotação do PMSG quando a bateria apresentar sobrecarga. O conversor *buck* será utilizado para controlar o barramento cc representado por V_{dc} , garantindo o nível de tensão necessário para que os dois conversores estáticos funcionem corretamente.

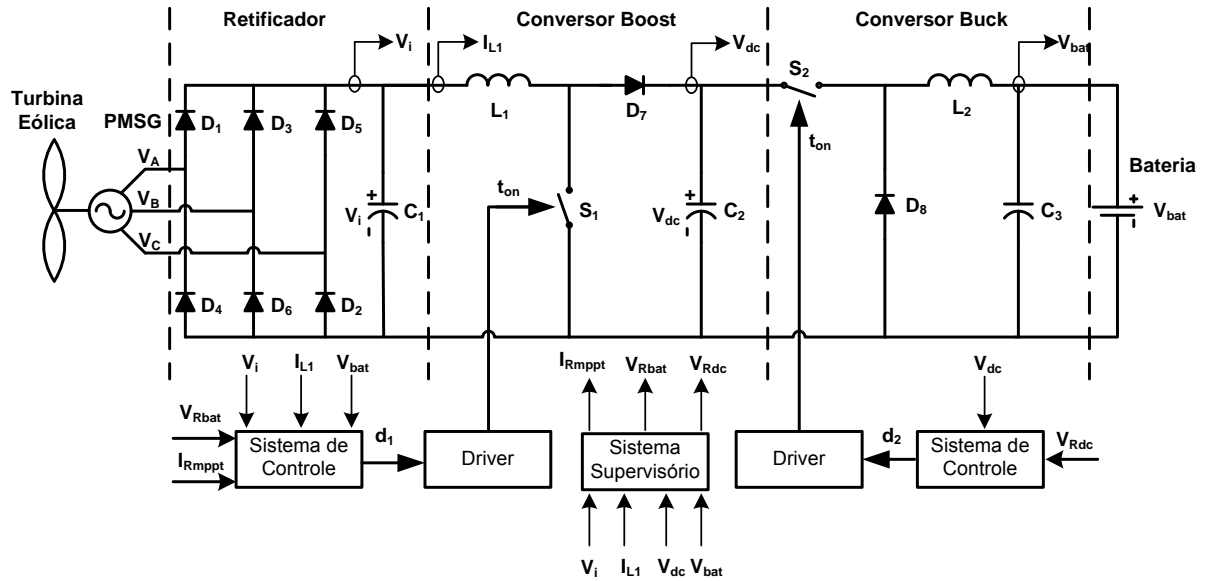


Figura 2.8 – Topologia proposta neste trabalho.

2.7. CONSIDERAÇÕES FINAIS

Algumas das principais topologias de carregadores de baterias para SEPPs já propostas em trabalhos anteriores foram apresentadas neste capítulo, e através de uma breve análise foi possível perceber as características técnicas inerentes a cada uma.

A ponte de *Graetz*, por ser uma estrutura passiva, não é capaz de extrair a máxima potência da turbina, sendo este o motivo de ser uma topologia obsoleta para esta aplicação. A utilização de conversores estáticos cc-cc em SEPPs foi um grande avanço, implicando a utilização de novos recursos tecnológicos e proporcionando o aumento da eficiência dos carregadores de baterias. No entanto, foi possível verificar que as topologias apresentadas possuem algumas desvantagens como, por exemplo, a ausência de transferência de potência utilizando o conversor *buck* ou a necessidade de um barramento de tensão de saída elevado para o conversor *boost*.

A idéia de se utilizar dois conversores estáticos cc-cc neste trabalho surge no intuito de aproveitar as vantagens inerentes a ambos os conversores. Apesar da redução do rendimento global devido à utilização de vários conversores em série, o sistema proposto é capaz de implementar um MPPT e proteger a bateria contra sobrecarga, além de apresentar uma flexibilidade quanto ao número de baterias a serem carregadas, tornando-o viável tecnicamente.

CAPÍTULO 3

ANÁLISE DOS CONVERSORES EMPREGADOS NO CARREGADOR DE BATERIAS

No capítulo anterior, foram definidas as topologias dos conversores propostas nesse trabalho, que irão compor o carregador de baterias. Foram verificadas, através de uma breve revisão bibliográfica, várias das estruturas já utilizadas em estudos anteriores e qual seria a melhor solução para o presente trabalho. Foi então escolhido para o desenvolvimento do carregador de baterias os conversores ponte de *Graetz*, *boost* e *buck* associados em cascata. A seguir será realizada uma análise teórica do circuito de potência do carregador de baterias. Além disso, será desenvolvido um estudo mais aprofundado do sistema de controle, através da análise de possíveis esquemas de controle, optando-se pelo mais apropriado. A partir desta escolha, serão modeladas as plantas necessárias para o funcionamento correto do carregador de baterias.

3.1. PONTE DE GRAETZ

Um retificador a diodo ou não controlado é um circuito que converte um sinal alternado em um sinal unidirecional ou contínuo. Portanto, o retificador é classificado como um conversor ca-cc. Dependendo do tipo da fonte de tensão de entrada, os retificadores podem ser classificados em dois tipos: monofásicos ou trifásicos [19]. Este último tipo será utilizado no estudo, pois o gerador é do tipo trifásico.

Existem dois tipos de retificadores trifásicos: retificadores meia onda ou retificadores de onda completa. O primeiro pode ser considerado uma associação de três retificadores monofásicos de meia onda e necessita do terminal de neutro da fonte de entrada disponível. O segundo, conhecido também como ponte de *Graetz*, pode ser considerado uma associação em série de dois retificadores trifásicos tipo estrela [20].

Neste estudo, será utilizado um retificador trifásico não controlado na configuração ponte de *Graetz* com filtro capacitivo, que é constituído por diodos retificadores D_1 , D_2 , D_3 , D_4 , D_5 e D_6 e capacitor de filtro C_1 , como mostrado na figura 3.1.

3.1.1. Princípio de funcionamento

Para fins de simplicidade, os diodos são considerados ideais, ou seja, os diodos possuem tensão de polarização e corrente reversa nula. Já a carga é considerada a resistência equivalente vista pelo retificador [19], [20]. Os diodos são numerados na ordem das seqüências de condução e o ângulo de condução de cada diodo é 120° . A seqüência de condução dos diodos é 12, 23, 34, 45, 56, 61, consistindo na seqüência ABC. A cada 60° , quando qualquer tensão de linha atinge o mesmo valor de tensão sobre o capacitor C_1 , ocorrerá uma comutação (uma das seis seqüências), garantindo a transferência de energia da fonte para a carga.

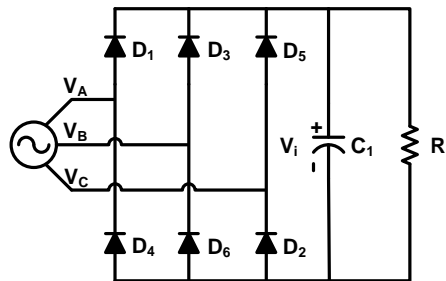


Figura 3.1 – Estrutura do retificador utilizado.

Como exemplo de funcionamento do retificador, seja o intervalo em que $V_{ab} = V_i$. Desta maneira, serão apresentadas e descritas as três etapas de operação a seguir:

Primeira Etapa (t_0, t_1): A tensão de entrada iguala-se a tensão do capacitor. A tensão deste passa a ser imposta pela tensão de entrada, fazendo com que os diodos D_1 e D_6 entrem em condução. Esta etapa é mostrada na figura 3.2.a.

Segunda Etapa (t_1, t_2): Esta etapa se inicia quando a tensão de entrada atinge seu valor máximo. Os diodos continuam polarizados, mas a corrente no capacitor se inverte e começa a se descarregar. A etapa é mostrada na figura 3.2.b.

Terceira Etapa (t_2, t_3): A tensão de entrada torna-se menor que a tensão sobre o capacitor, fazendo com que os diodos entrem em polarização reversa. Logo a corrente de entrada se anula e a carga é alimentada pelo capacitor. Esta etapa é representada pelo circuito mostrado na figura 3.2.c. As formas de onda das três etapas, para as tensões de linha, tensão sobre o capacitor e corrente através do capacitor, podem ser observadas na figura 3.3.

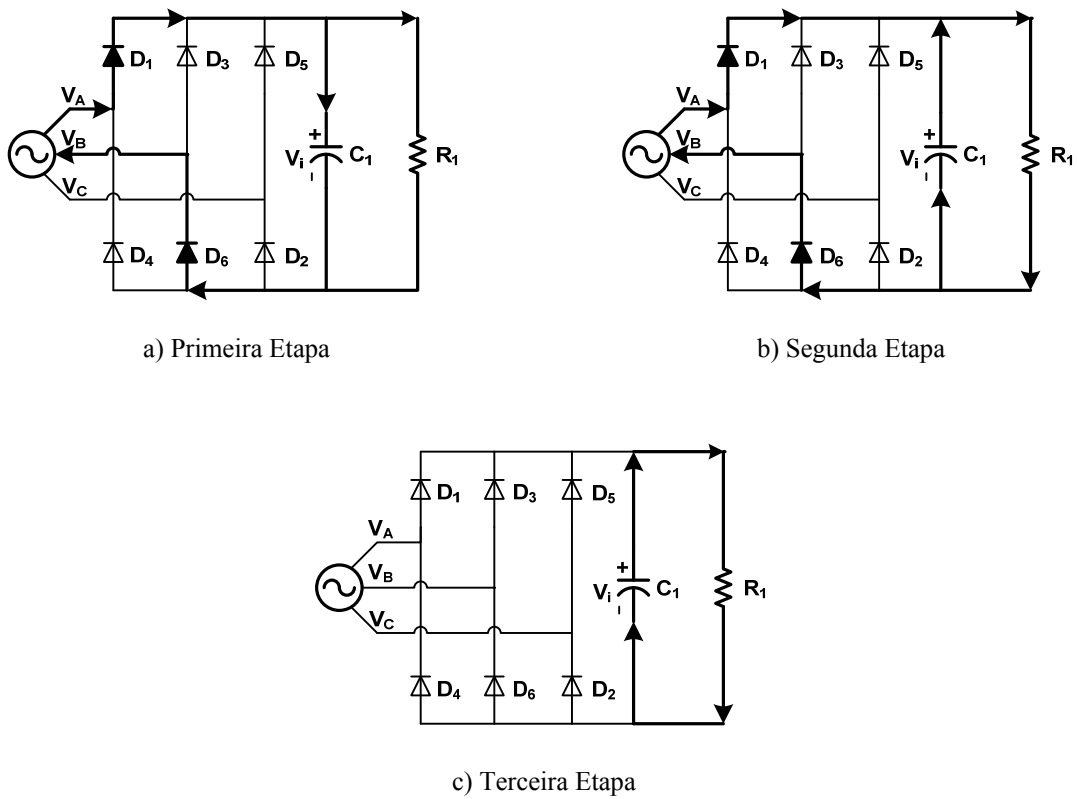


Figura 3.2 – Etapas de funcionamento da ponte de *Graetz*.

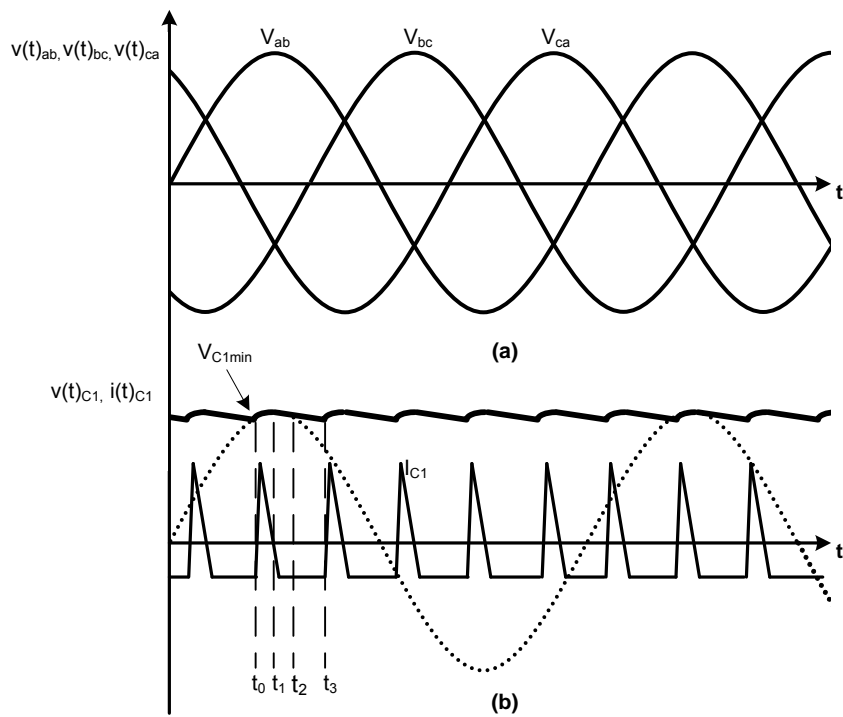


Figura 3.3 – Formas de onda para a ponte de *Graetz*: a) Tensões de linha; b) Tensão sobre o capacitor e corrente através do capacitor.

3.2. CONVERSOR *BOOST*

O conversor *boost* é um regulador cc-cc elevador de tensão, do tipo não isolado. Portanto, é utilizado quando se deseja uma tensão de saída maior que a tensão de entrada. O conversor apresenta três modos de operação, sendo eles, o modo de condução contínuo (MCC), o modo de condução crítico e o modo de condução descontínuo (MCD). Normalmente, o conversor *boost* opera em grande parte da variação da carga em modo de condução contínua, sendo que por este motivo será dada toda a ênfase nesse modo de operação. O conversor *boost* é formado pelo indutor de filtro L_1 , interruptor S_1 , diodo de roda-livre D_7 , e capacitor de filtro C_2 , como mostra a figura 3.4.

3.2.1. Princípio de funcionamento

O interruptor S_1 visto na figura 3.4 é um dispositivo eletrônico controlado que opera no estado de condução (*on*) ou de bloqueio (*off*). Os períodos *on/off* são controlados pelo circuito de controle. O tempo de condução do interruptor é uma fração do período de comutação $t_c = D_{SI} T_{SI}$, onde D_{SI} é chamado de ciclo de trabalho ou razão cíclica (*Duty Cycle*).

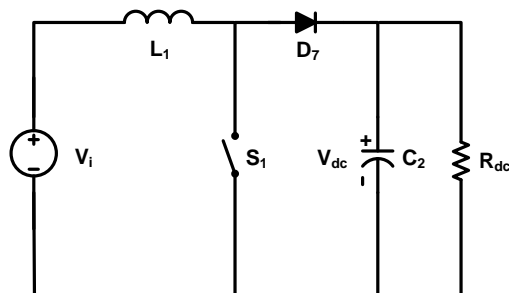


Figura 3.4 – Conversor *boost*.

Para entender o princípio de funcionamento do conversor *boost* são adotadas as seguintes considerações conforme proposto por [21], que são as seguintes:

- O conversor opera em regime permanente;
- Os interruptores são ideais;
- Os diodos são ideais;
- O indutor é ideal;
- O capacitor de entrada é considerado como fonte de tensão constante;
- A frequência de comutação dos interruptores é constante;
- A razão cíclica é variável.

Como o conversor é estudado no modo de condução contínua, este apresenta apenas duas etapas de operação, que são descritas a seguir:

Primeira Etapa (t_0, t_1): O interruptor S_1 está em condução e o diodo D_7 está reversamente polarizado, assim isolando o estágio de saída. A fonte de entrada fornece energia ao indutor, cuja corrente cresce de maneira linear. Esta etapa está mostrada na figura 3.5.a.

Segunda Etapa (t_1, t_2): O interruptor S_1 está bloqueado e o diodo D_7 está diretamente polarizado. O estágio de saída recebe energia do indutor, que decresce linearmente, bem como da fonte de entrada. Esta etapa está mostrada na figura 3.5.b. As formas de onda das duas etapas podem ser observadas na figura 3.6.

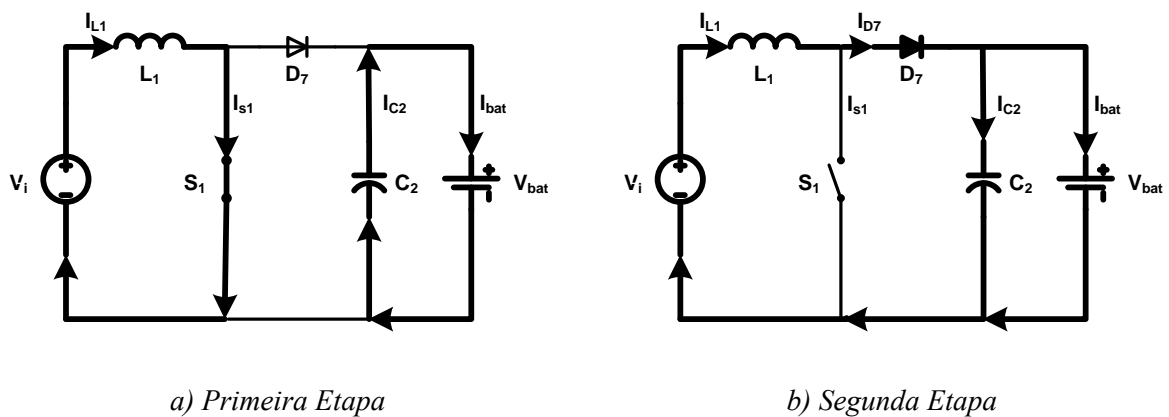


Figura 3.5 – Etapas de operação do conversor *boost* para o modo de operação contínuo.

3.3. CONVERSOR *BUCK*

O conversor *buck* é um regulador cc-cc abaixador de tensão, do tipo não isolado. Portanto, é utilizado quando se deseja uma tensão de saída menor que a tensão de entrada. Da mesma forma que o conversor *boost*, são possíveis três modos de operação, e por motivos já explanados anteriormente, além dos problemas inerentes ao carregamento de baterias com corrente descontínua, será utilizado o modo de condução contínua. O conversor *buck* é formado pelo indutor de filtro L_2 , interruptor S_2 , diodo de roda-livre D_8 , e capacitor de filtro C_3 , como mostra a figura 3.7.

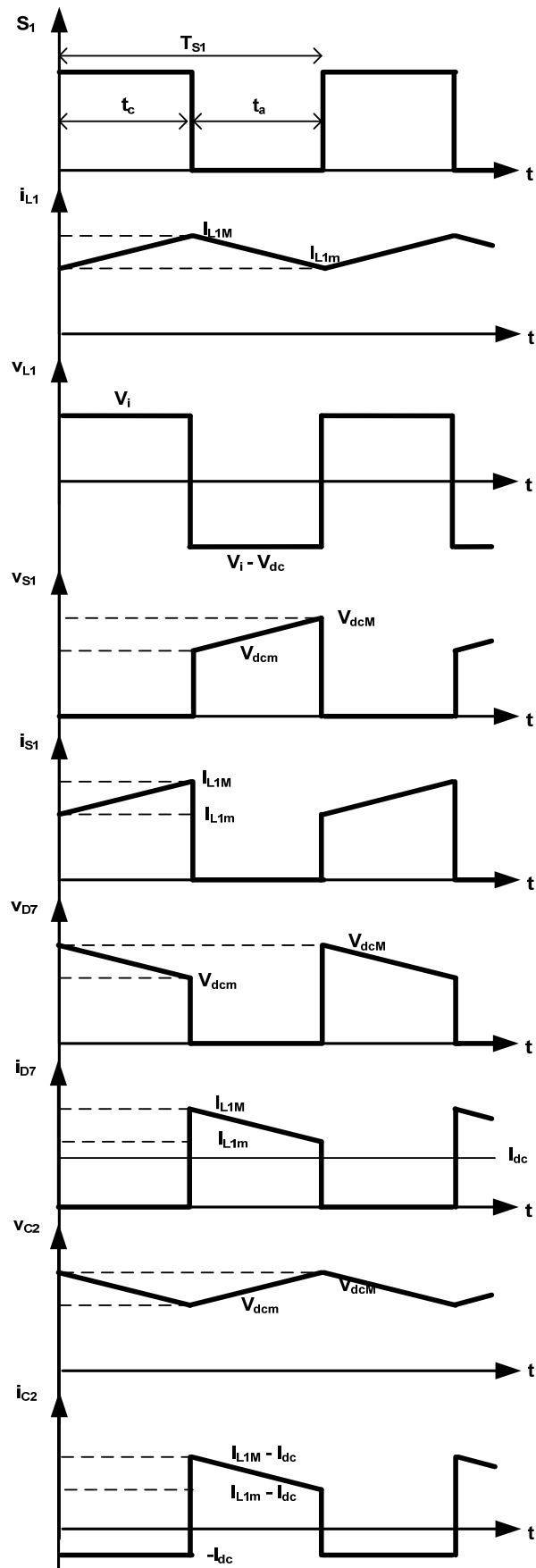


Figura 3.6 – Formas de onda para o conversor *boost* operando em MCC.

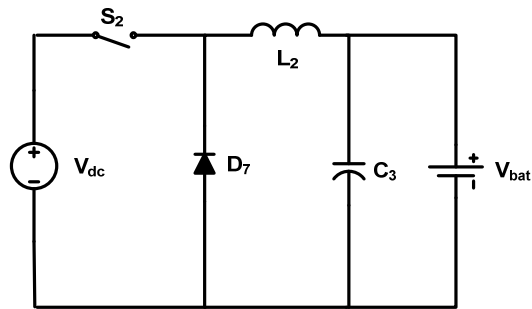


Figura 3.7 – Conversor *buck*.

3.3.1. Princípio de funcionamento

O interruptor S_2 visto na figura 3.7 é o dispositivo eletrônico controlado que opera no estado de condução (*on*) ou de bloqueio (*off*) do conversor. O tempo de condução do interruptor é uma fração do período de chaveamento $t_c = D_{S2} T_{S2}$. As mesmas considerações adotadas para a análise do funcionamento das etapas de operação do conversor *boost* são utilizadas. As duas etapas de operação para o conversor *buck* são descritas a seguir:

Primeira Etapa (t_0, t_1): O interruptor S_2 está em condução e o diodo D_8 está reversamente polarizado. A fonte de entrada fornece energia ao indutor, cuja corrente cresce de maneira linear, e ao estágio de saída. Esta etapa está mostrada na figura 3.8.a.

Segunda Etapa (t_1, t_2): O interruptor S_2 está bloqueado e o diodo D_8 está diretamente polarizado, assim isolando o estágio de entrada da saída. O estágio de saída recebe energia do indutor, cuja corrente decresce linearmente. Esta etapa está mostrada na figura 3.8.b. As formas de onda das duas etapas podem ser observadas na figura 3.9.

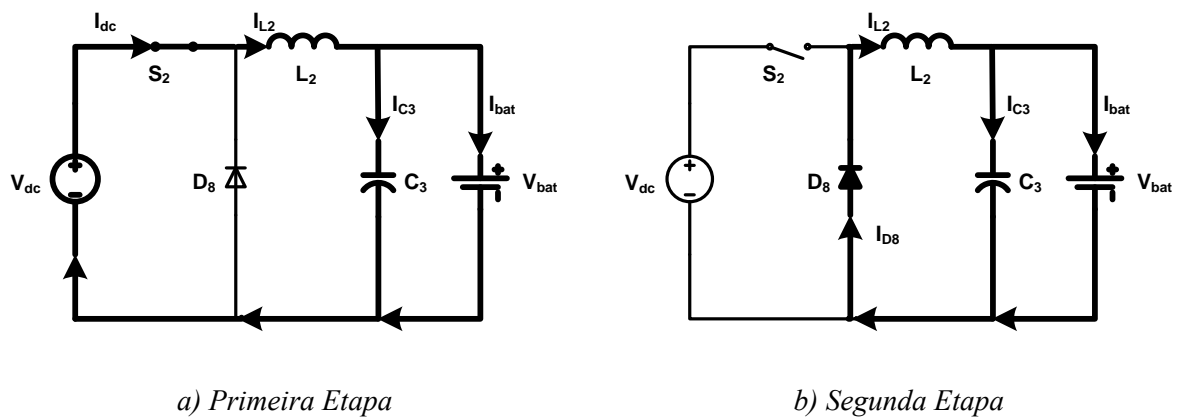


Figura 3.8 – Etapas de operação do conversor *buck* para o modo de operação contínuo.

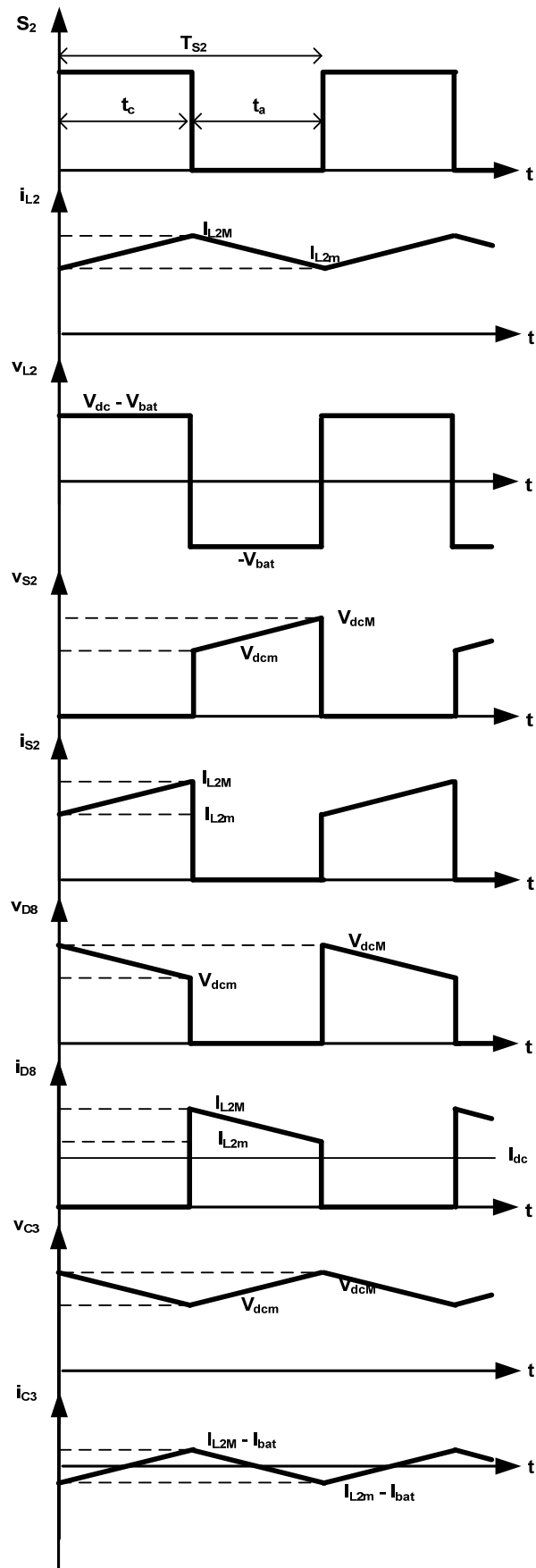


Figura 3.9 – Formas de onda para o conversor *buck* operando MCC.

3.4. DINÂMICA DO CARREGADOR DE BATERIAS

Conversores estáticos requerem um sistema de realimentação. Em um típico exemplo de aplicação de conversor cc-cc, a tensão de saída deve ser mantida constante, independente das mudanças de tensão de entrada ou de carga. Isto é possível construindo um circuito que varie a razão cíclica do conversor, no sentido de que a tensão de saída seja regulada para um valor de entrada desejado [22]. Este circuito é um sistema de realimentação, ou um sistema de controle.

Para se projetar um sistema de controle e realizar um estudo de estabilidade em um conversor, é necessário obter o seu modelo dinâmico. No entanto, um conversor estático é um sistema não linear variante no tempo, e uma análise por métodos tradicionais utilizados nos sistemas lineares não pode ser aplicada [23].

Existem diversas técnicas para linearizar o conversor e encontrar sua função de transferência, tais como: a análise no espaço de estado [24]; o modelo médio instantâneo da chave PWM (Modulação por largura de pulso – *Pulse Width Modulation*) [25]; e o modelo médio instantâneo do circuito equivalente [22]. Os modelos dinâmicos deste trabalho são desenvolvidos através do modelo proposto em [22].

No entanto, para modelar as plantas a serem controladas, é necessário escolher previamente o esquema de controle. Portanto, serão abordadas primeiramente as estratégias de controle do sistema completo, optando-se pela mais apropriada ao trabalho.

3.4.1. Critérios para a escolha do sistema de controle

Como já exposto nos capítulos anteriores, o carregador de baterias proposto deverá ser capaz de implementar um MPPT, regular a tensão nas baterias diante de sobrecarga, e realizar um carregamento de baterias utilizando os métodos de carga convencionais. O ajuste do MPPT poderá ser feito a partir da atualização da referência de corrente do indutor *boost*, de acordo com uma lógica que garanta a máxima transferência de potência. Já a regulação de tensão nas baterias poderá ser realizada conjuntamente com algum método de carga.

Os métodos de carga usuais são: corrente constante, tensão constante, IU e IUU. O método IU usa a combinação de duas técnicas mais simples e limitadas, que são os de corrente constante e tensão constante. O algoritmo de carga é projetado de tal forma que uma carga com corrente constante é utilizada na primeira parte do ciclo de carga até o momento em que a tensão nas baterias atinge seu valor de referência. Uma carga com tensão constante é

utilizada na segunda parte do ciclo de carga. Este método é bastante comum, mas possui desvantagens por não considerar o estado de carga das baterias, podendo implicar uma carga lenta e ineficiente. No entanto, este método de carga é o mais adequado para sistemas de conversão de energia eólica e o menos prejudicial que os outros dois primeiros métodos mencionados [26].

Um terceiro método, que garante um carregamento com 100% da capacidade nominal da bateria, é o da carga em três estágios, conhecido como IUU. Assim como o IU, este método apresenta um estágio inicial com corrente constante e um segundo com tensão constante, só que com um valor um pouco maior que a tensão nominal da bateria, de maneira que a corrente de carga decresça lentamente até atingir um valor bastante reduzido (1 a 3%). Após isso, um terceiro estágio se inicia, mantendo o valor de tensão no seu valor de flutuação.

O método escolhido para esse trabalho será o IUU. Devido à intermitência da velocidade do vento, o que implica uma corrente variável e, partindo do pressuposto que a capacidade de corrente das baterias é maior que a corrente fornecida, a carga com corrente constante poderá ser desconsiderada. Na segunda e terceira etapas, ocorrerá a regulação de tensão do banco de baterias, reduzindo-se a tensão de entrada do carregador de baterias, e conseqüentemente a rotação da turbina eólica.

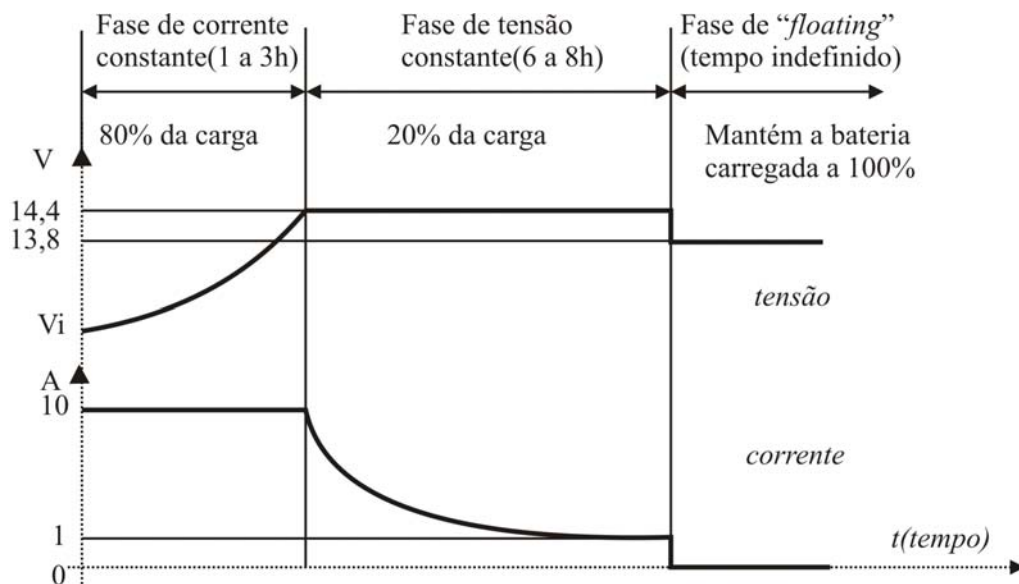


Figura 3.10 – Exemplo do método de carga IUU para uma bateria de 12V, 50Ah.

3.4.2. Primeiro sistema de controle proposto

A figura 3.11 mostra a primeira proposta de controle sugerida para o carregador de baterias em estudo. Como pode ser observado, enquanto não ocorrer sobretensão no banco de

baterias, o conversor *buck* atuará para manter o barramento de tensão V_{dc} e o conversor *boost* garantirá a máxima transferência de potência por meio do controle de corrente média através do indutor. A partir do momento em que ocorrer sobretensão, o estágio *buck* passará a regular a tensão sobre as baterias e o conversor *boost* regulará o barramento de tensão V_{dc} , de acordo com o sistema de controle proposto na figura 2.7.

3.4.3. Segundo sistema de controle proposto

O segundo esquema de controle sugerido é mostrado na figura 3.12. Neste caso, o conversor *boost* continua regulando o sistema para que seja garantida a máxima transferência de potência. No entanto, ao invés de regular a tensão do barramento V_{dc} para momentos de sobretensão na carga, ele passará a controlar diretamente a tensão sobre o banco de baterias. O conversor *buck* é utilizado exclusivamente para regular o barramento de tensão V_{dc} , garantindo-se então a tensão elevada o suficiente para o correto funcionamento de ambos os conversores.

Este esquema de controle possui a vantagem, quando comparado com o esquema anterior, de evitar transições entre as malhas de controle do carregador de baterias, diminuindo os esforços dos compensadores. Por isso, este será o sistema de controle adotado para o estudo.

A obtenção de todas as funções de transferência necessárias para a implementação do projeto de controle proposto é desenvolvida na seção a seguir.

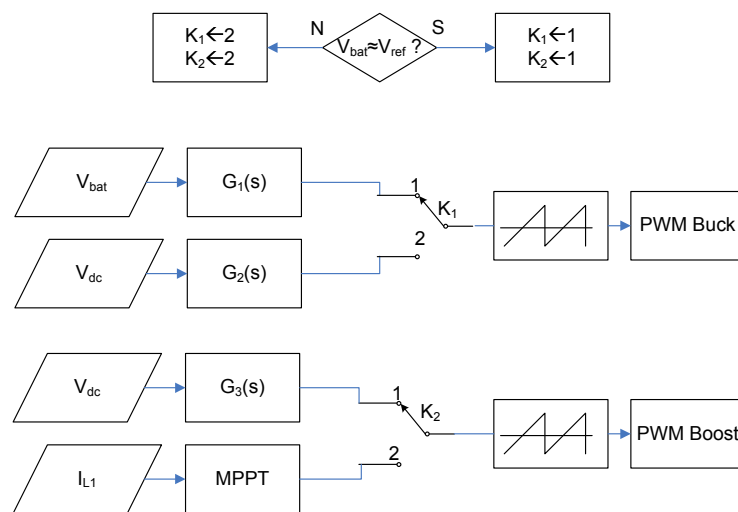


Figura 3.11 – Primeiro esquema de controle sugerido no trabalho.

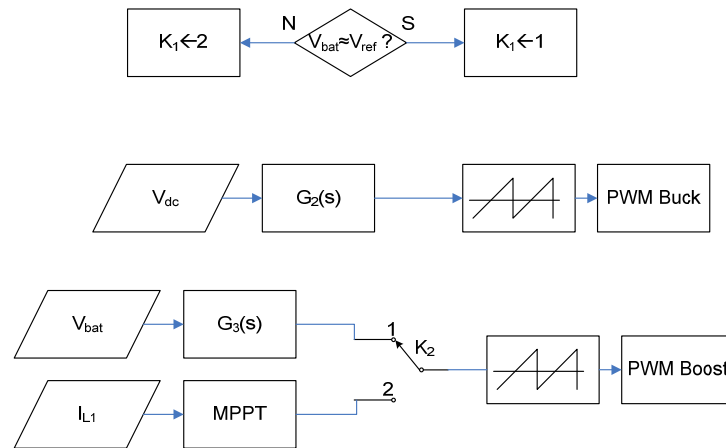


Figura 3.12 – Segundo esquema de controle sugerido no trabalho.

Na figura 3.13 é mostrado o diagrama de blocos do sistema de controle para o conversor *boost*. A estrutura utilizada para o conversor *boost* é semelhante a adotada em [17], mas ao invés de regular a tensão de saída do conversor, será regulada a tensão do sistema completo, ou seja, a tensão das baterias. O compensador mais interno $C_{IL1}(s)$ regula a corrente média no indutor através da variação da razão cíclica. A referência deste compensador é fornecida por um circuito analógico que escolhe o maior sinal entre a referência de corrente de MPPT e o sinal oriundo do compensador de tensão de entrada $C_{Vi}(s)$. Enquanto o banco de baterias não apresentar sobretensão, a referência para a corrente média através do indutor será a corrente ótima para se obter o MPP. Caso contrário, a referência será fornecida pela malha de controle externa $C_{Vbat}(s)$. Este sinal de controle irá decrementar para regular a tensão sobre as baterias. O compensador intermediário $C_{Vi}(s)$ receberá sua referência de $C_{Vbat}(s)$, que está decrementando. Então, $C_{Vi}(s)$ será incrementado para reduzir a tensão de entrada e conseqüentemente a rotação da máquina. Com isso, é possível otimizar a transferência de potência, e ao mesmo tempo, implementar um sistema de proteção para as baterias.

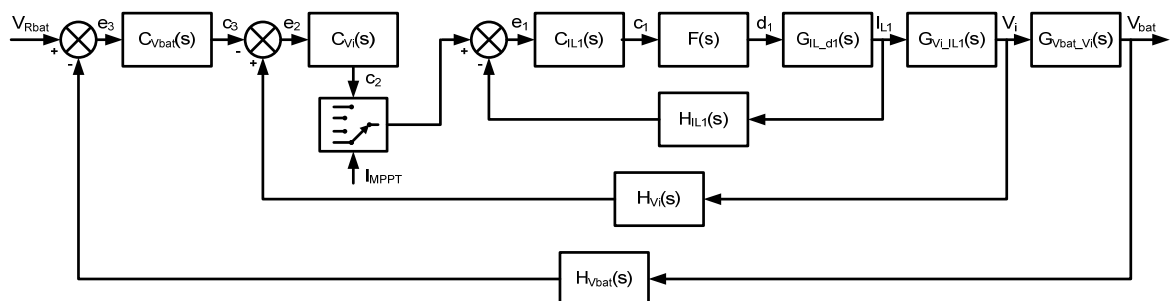


Figura 3.13 – Diagrama de blocos para o sistema de controle adotado para o conversor *boost*.

Na figura 3.14, é mostrado o diagrama de blocos do sistema de controle para o conversor *buck*. O conversor *boost* necessita de uma tensão de saída maior que a da entrada a

fim de operar corretamente. Já o conversor *buck* necessita justamente o contrário, uma tensão de entrada maior que o da saída. Através do compensador $C_{V_{dc}}(s)$, a razão cíclica do conversor *buck* é ajustada para manter a tensão do barramento V_{dc} elevada e constante.

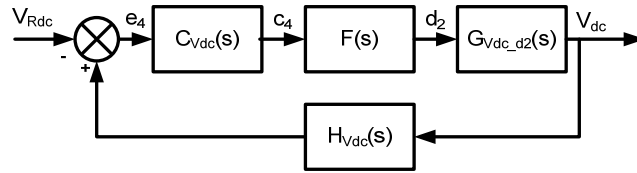


Figura 3.14 – Diagrama de blocos para o sistema de controle adotado para o conversor *buck*.

3.4.4. Função de transferência: corrente média através do indutor i_{L1} pela razão cíclica d_1

A técnica de modelagem utilizada nesse estudo, já citada anteriormente, consiste em obter um modelo ca de pequenos sinais através de valores médios instantâneos para o conversor *boost* mostrado na figura 3.15 e de acordo com o diagrama de blocos da figura 3.14. Observando cada etapa de operação do conversor na figura 3.5, é possível obter o valor médio instantâneo das expressões (3.1), (3.2) e (3.3).

$$\langle v_{L_1}(t) \rangle_{T_{S_1}} = \int_0^{T_{S_1}} v_{L_1}(t) dt. \quad (3.1)$$

$$\langle i_{C_1}(t) \rangle_{T_{S_1}} = \int_0^{T_{S_1}} i_{C_1}(t) dt. \quad (3.2)$$

$$\langle v_i(t) \rangle_{T_{S_1}} = \int_0^{T_{S_1}} v_i(t) dt. \quad (3.3)$$

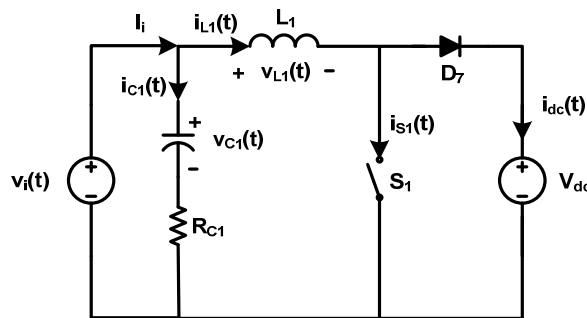


Figura 3.15 – Conversor *boost* com as variáveis necessárias para o desenvolvimento da modelagem.

Para exemplificar a técnica de modelagem utilizada neste trabalho, será apresentado todo o procedimento para obtenção da função de transferência (FT) da corrente média através do indutor i_{L1} pela razão cíclica d_1 .

Substituindo-se os valores de tensão no indutor em (3.1) para cada etapa de operação, e de acordo com as leis de Kirchhoff, obtém-se a expressão (3.4).

$$\langle v_{L_1}(t) \rangle_{T_{S_1}} = L_1 \cdot \frac{d \langle i_{L_1}(t) \rangle_{T_{S_1}}}{dt} = \left(\langle v_i(t) \rangle_{T_{S_1}} \right) \cdot d_1(t) + \left(\langle v_i(t) \rangle_{T_{S_1}} - V_{dc} \right) \cdot d_1'(t). \quad (3.4)$$

Sabendo que a soma da razão cíclica com o seu complemento apresenta um resultado unitário, obtém-se para (3.4), a seguinte expressão resultante:

$$\langle v_{L_1}(t) \rangle_{T_{S_1}} = L_1 \cdot \frac{d \langle i_{L_1}(t) \rangle_{T_{S_1}}}{dt} = \langle v_i(t) \rangle_{T_{S_1}} - V_{dc} \cdot d_1'(t). \quad (3.5)$$

As expressões resultantes para (3.2) e (3.3) também podem ser encontradas através do mesmo procedimento descrito acima, porém realizando a substituição dos valores de corrente através do indutor, tensão no capacitor e a tensão de entrada nas respectivas expressões. Os resultados encontrados são mostrados em (3.6) e (3.7).

$$\langle i_{C_1}(t) \rangle_{T_{S_1}} = C_1 \cdot \frac{d \langle v_{C_1}(t) \rangle_{T_{S_1}}}{dt} = I_i - \langle i_{L_1}(t) \rangle_{T_{S_1}}. \quad (3.6)$$

$$\langle v_i(t) \rangle_{T_{S_1}} = \langle v_{C_1}(t) \rangle_{T_{S_1}} + R_1 \cdot C_1 \cdot \frac{d \langle v_{C_1}(t) \rangle_{T_{S_1}}}{dt}. \quad (3.7)$$

O modelo ca de pequenos sinais é válido em torno de um ponto de operação (I,V). Logo, em um conversor em regime permanente, quando se aplica um pequeno distúrbio em um sinal considerado de entrada, após o conversor retornar ao regime permanente, algumas variáveis do modelo serão perturbadas e iguais aos seus respectivos valores estáticos, acrescidos de uma pequena variação ca.

Para a obtenção da FT de corrente média através do indutor por razão cíclica $G_{IL1_d1}(s)$, é utilizada a expressão (3.5) e são consideradas as perturbações na corrente através do indutor e na razão cíclica, mostradas nas expressões (3.8) e (3.9). Outra ponderação adotada foi considerar a fonte de tensão de entrada ideal e constante. A resistência no indutor é desprezada para simplificar a análise, pois a sua influência torna-se apreciável apenas para razões cíclicas próximas do valor unitário, o que não será o caso desse projeto.

$$\langle i_{L_1}(t) \rangle_{T_{S_1}} = I_{L_1} + \hat{i}_{L_1}(t). \quad (3.8)$$

$$d_1'(t) = D' - \hat{d}_1(t). \quad (3.9)$$

As perturbações descritas acima são inseridas em (3.5), portanto:

$$L_1 \cdot \frac{d(I_{L_1} + \hat{i}_{L_1}(t))}{dt} = V_i - V_{dc} \cdot (D' - \hat{d}_1(t)). \quad (3.10)$$

Rearranjando a expressão (3.10), obtêm-se os termos abaixo:

$$L_1 \cdot \frac{dI_{L_1}}{dt} + L_1 \cdot \frac{d\hat{i}_{L_1}(t)}{dt} = V_i - V_{dc} \cdot D' + V_{dc} \cdot \hat{d}_1(t). \quad (3.11)$$

A expressão (3.11) é composta por termos cc e ca de 1ª ordem. Durante a modelagem de algumas plantas, elementos ca de 2ª ordem podem surgir tornando o sistema não linear. No entanto, como esse tipo de termo é formado pelo produto de perturbações, sua magnitude é desprezível, podendo ser desconsiderado. Os termos cc são também desconsiderados por serem elementos constantes. Após a linearização da expressão em análise, é realizada a transformação do sistema para o domínio da frequência, utilizando a transformada de Laplace. A equação obtida é mostrada na expressão (3.12).

$$L_1 \cdot s \cdot \hat{i}_{L_1}(s) = V_{dc} \cdot \hat{d}_1(s). \quad (3.12)$$

A partir de (3.12), obtêm-se a FT da planta em análise, como mostra a expressão (3.13).

$$G_{I_{L_1}-d_1}(s) = \frac{\hat{i}_{L_1}(s)}{\hat{d}_1(s)} = \frac{V_{dc}}{s \cdot L_1}. \quad (3.13)$$

3.4.5. Função de transferência: tensão de entrada v_i pela corrente média através do indutor i_{L1}

Para a obtenção da FT de tensão de entrada pela corrente média através do indutor $G_{V_i-I_{L1}}(s)$ são utilizadas as expressões (3.5), (3.6) e (3.7). São consideradas as perturbações na corrente através do indutor, corrente através do capacitor, tensão de entrada e tensão do capacitor. Já que a planta em análise apresenta uma dinâmica mais lenta, variações na razão cíclica são pouco percebidas, e portanto esta é considerada constante. A resistência no capacitor C_f tem que ser considerada porque provoca um efeito de ondulação no barramento de entrada do conversor, que é desejável ser atenuado.

São realizados os mesmos procedimentos de perturbação, linearização e transformação das equações resuntantes para o domínio da frequência, utilizados durante a busca da planta modelada anteriormente. A expressão obtida é mostrada em (3.14).

$$G_{V_i-I_{L1}}(s) = \frac{\hat{v}_i(s)}{\hat{i}_{L1}(s)} = -R_{C1} \cdot \frac{s + \frac{1}{R_{C1} \cdot C_1}}{s}. \quad (3.14)$$

Este planta em análise está ligada diretamente com controle da tensão de entrada do conversor *boost*, ou indiretamente, a tensão gerada. Portanto, para um projeto de controle satisfatório é necessário que a inércia do aerogerador seja inclusa na dinâmica do modelo. Logo, o capacitor C_1 será modelado como a soma da capacitância da ponte de *Graetz*, obtida de acordo com a ondulação de tensão desejada na saída deste conversor, juntamente com a capacitância equivalente ao momento de inércia, dada pela expressão (3.15).

$$C_J = J \cdot \frac{\omega_m^2}{V_{i_{\max}}^2}. \quad (3.15)$$

3.4.6. Função de transferência: tensão da bateria v_{bat} pela tensão de entrada v_i

Na figura 3.16 é apresentado o circuito equivalente dos conversores necessário para modelar a FT desejada. Esta planta em análise apresenta uma dinâmica mais lenta, logo variações na razão cíclica são pouco percebidas. Portanto, a razão cíclica é considerada constante. A tensão do barramento V_{dc} também pode ser considerada constante, pois está sendo mantida e controlada pelo interruptor do conversor *buck*. A partir das leis Kirchhoff, obtém-se as expressões (3.16), (3.17) e (3.18).

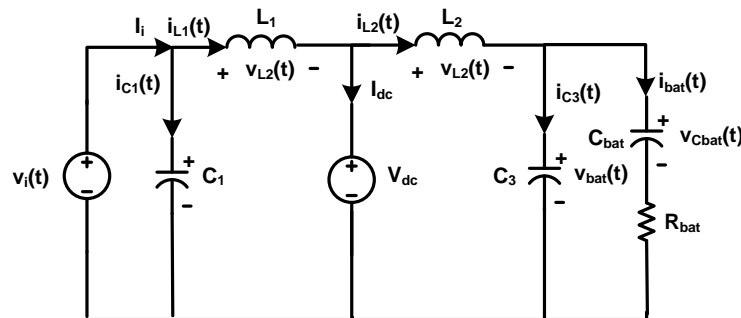


Figura 3.16 – Circuito com as variáveis necessárias para a obtenção da FT que relaciona a tensão da bateria e a tensão de entrada.

$$v_i(t) - v_{bat}(t) = L_1 \cdot \frac{di_{L1}(t)}{dt} + L_2 \cdot \frac{di_{L2}(t)}{dt}. \quad (3.16)$$

$$C_3 \cdot \frac{dv_{C3}(t)}{dt} = i_{L2}(t) - C_{bat} \cdot \frac{dv_{C_{bat}}(t)}{dt}. \quad (3.17)$$

$$v_{bat}(t) = v_{C_{bat}}(t) + R_{bat} \cdot C_{bat} \cdot \frac{dv_{C_{bat}}(t)}{dt}. \quad (3.18)$$

A partir da análise das expressões acima, são consideradas como perturbações para a obtenção da FT $G_{V_{bat}-V_i}(s)$: as correntes através dos indutores (que são iguais devido ao fato do barramento de tensão V_{dc} ser constante), a corrente através dos capacitores, bem como as tensões de entrada, de saída e nos capacitores. O modelo matemático da bateria é formado por uma resistência R_{bat} em série com uma capacitância C_{bat} . A resistência na bateria tem que ser considerada porque provoca um efeito de ondulação, que se deseja ser atenuado. A capacitância é modelada de acordo com a capacidade Cap_{Ah} da bateria em Ah, tensão de flutuação V_{bat} , e número N de baterias em série, como exposto na expressão abaixo.

$$C_{bat} = \frac{3600 \cdot Cap_{Ah}}{N \cdot V_{bat}}. \quad (3.19)$$

Após a perturbação das variáveis, são descartados os elementos não lineares e constantes. A ondulação de corrente através dos indutores é a mesma, pois como já foi comentando anteriormente, o barramento V_{dc} é constante e, conseqüentemente, a corrente através do mesmo. Após as considerações já realizadas, as equações resultantes são transformadas para o domínio da frequência, e juntamente com alguns rearranjos, a FT modelada é obtida. O resultado é mostrado abaixo, onde L_e representa a indutância série equivalente.

$$G_{V_{bat}-V_i}(s) = \frac{\hat{v}_{bat}(s)}{\hat{v}_i(s)} = \frac{1}{L_e C_3} \cdot \frac{s + \frac{1}{R_{bat} C_{bat}}}{s^3 + \frac{C_3 + C_{bat}}{R_{bat} C_3 C_{bat}} s^2 + \frac{1}{L_e C_3} s + \frac{1}{L_e R_{bat} C_3 C_{bat}}}. \quad (3.20)$$

3.4.7. Função de transferência: tensão do barramento v_{dc} pela razão cíclica d_2

O conversor *buck* com as variáveis utilizadas na modelagem é apresentado na figura 3.17, e a planta deve ser obtida de acordo com o diagrama de blocos da figura 3.14. Observando cada etapa de operação do conversor na figura 3.9, é possível obter o valor médio instantâneo das expressões (3.21), (3.22) e (3.23).

$$\langle v_{L_2}(t) \rangle_{T_{S_2}} = \int_0^{T_{S_2}} v_{L_2}(t) dt. \quad (3.21)$$

$$\langle i_{C_2}(t) \rangle_{T_{S_2}} = \int_0^{T_{S_2}} i_{C_2}(t) dt. \quad (3.22)$$

$$\langle v_{dc}(t) \rangle_{T_{S_2}} = \int_0^{T_{S_2}} v_{dc}(t) dt. \quad (3.23)$$

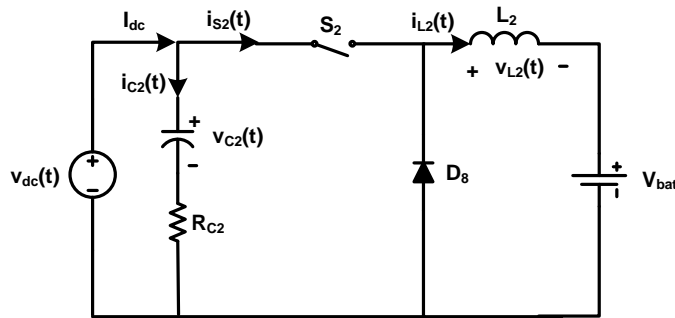


Figura 3.17 – Conversor *buck* com as variáveis necessárias para o desenvolvimento da modelagem.

Substituindo-se os valores de tensão no indutor e tensão de entrada nas respectivas expressões (3.21), (3.22) e (3.23), para cada etapa de operação e de acordo com as leis de Kirchhoff, obtém-se as expressões (3.24), (3.25) e (3.26).

$$\langle v_{L_2}(t) \rangle_{T_{S_2}} = L_2 \cdot \frac{d \langle i_{L_2}(t) \rangle_{T_{S_2}}}{dt} = \langle v_{dc}(t) \rangle_{T_{S_2}} \cdot d_2(t) - V_{bat}. \quad (3.24)$$

$$\langle i_{C_2}(t) \rangle_{T_{S_2}} = C_2 \cdot \frac{d \langle v_{C_2}(t) \rangle_{T_{S_2}}}{dt} = I_{dc} - \langle i_{L_2}(t) \rangle_{T_{S_2}} \cdot d_2(t). \quad (3.25)$$

$$\langle v_{dc}(t) \rangle_{T_{S_2}} = \langle v_{C_2}(t) \rangle_{T_{S_2}} + R_{C_2} \cdot C_2 \cdot \frac{d \langle v_{C_2}(t) \rangle_{T_{S_2}}}{dt}. \quad (3.26)$$

As três equações dinâmicas obtidas através da Figura 3.17 são imprescindíveis para a obtenção da FT de tensão do barramento pela razão cíclica $G_{V_{dc_d2}}(s)$. As perturbações necessárias para a modelagem são as tensões de entrada e tensão do capacitor, corrente através do indutor e razão cíclica. Novamente, a resistência no capacitor C_2 é incluída no modelo, para que no projeto deste compensador seja considerado o efeito de ondulação no barramento de entrada do conversor. O resultado final, após serem realizados os mesmos procedimentos utilizados na obtenção das plantas anteriores, é mostrado na expressão abaixo:

$$G_{V_{dc_d2}}(s) = \frac{\hat{v}_{dc}(s)}{\hat{d}_2(s)} = -I_{dc} \cdot R_{C_2} \cdot \frac{\left(s + \frac{1}{R_{C_2} \cdot C_2} \right) \cdot \left(s + \frac{D_2 \cdot V_{dc}}{I_{dc} \cdot L_2} \right)}{s^2 + \frac{R_{C_2} \cdot D^2}{L_2} s + \frac{D^2}{L_2 \cdot C_2}}. \quad (3.27)$$

3.5. CONSIDERAÇÕES FINAIS

Uma análise geral do carregador de baterias foi apresentada neste capítulo. Foram mostrados o princípio de funcionamento e as etapas de operação dos conversores. Como essas estruturas já estão bem consolidadas na literatura, optou-se por não se aprofundar em temas como característica estática ou análise dos filtros dos conversores.

A dinâmica dos conversores foi abordada nesse capítulo e a obtenção das funções de transferência necessárias para o correto funcionamento do carregador de baterias foi feita de acordo com o esquema de controle escolhido para o sistema. Para esta escolha foram considerados aspectos como o sistema de MPPT e o método de carga utilizados. Dentre as várias opções de busca de MPP, optou-se pelo ajuste em tempo real da referência de corrente através da corrente de entrada do carregador (conversor *boost*). O método de carga IUU foi escolhido pelo fato de ser uma técnica consolidada e que garante um carregamento com 100% da capacidade da bateria e, conseqüentemente, uma elevada autonomia ao sistema que porventura utilizar o banco de baterias como fonte de energia elétrica.

Dois esquemas de controle para o sistema foram sugeridos, sendo que o segundo foi o escolhido por apresentar menos faixas de transição (mudança de conversores para controlar o barramento de tensão V_{dc} , por exemplo) que o primeiro, o que acarreta menos esforços por parte dos compensadores do sistema de controle do carregador de baterias.

De acordo com o sistema de controle proposto, foram modeladas todas as plantas necessárias para se implementar o projeto dos compensadores, utilizando a técnica do modelo ca de pequenos sinais através de valores médios instantâneos. Aspectos como a resistência intrínseca dos capacitores foram considerados na modelagem, porque estes elementos provocam ondulações de tensão indesejáveis, que por sua vez devem ser compensadas.

CAPÍTULO 4

EXEMPLO DE PROJETO

A topologia a ser utilizada no estudo deste carregador de baterias foi escolhida no Capítulo 2, a partir de um levantamento bibliográfico realizado para se obter os conversores mais apropriados para garantir a máxima transferência de potência em todas as faixas de velocidade do vento, além de ser possível regular a tensão nas baterias em caso de sobretensão. Após isso, foi realizado no capítulo seguinte uma análise geral da estrutura com seus estágios de conversão, etapas de operação em regime permanente e as modelagens dinâmicas necessárias para a implementação do sistema de controle.

Neste capítulo, será realizado de forma detalhada o projeto de cada um dos conversores utilizados na estrutura geral do carregador de baterias. São apresentadas inicialmente as especificações gerais do circuito de potência e as características específicas de cada conversor para que seja possível a concretização dos projetos. Na sequência são apresentados os critérios adotados para o projeto das malhas de controle do sistema, juntamente com o seu projeto. Por fim, é mostrado o sistema supervisorio desenvolvido, juntamente com o sistema de MPPT implementado.

4.1. ESPECIFICAÇÕES DE PROJETO

Nas tabelas a seguir são mostradas as especificações globais, da ponte de *Graetz*, conversor *boost* e *buck*, e baterias [27], respectivamente.

Tabela 4.1 – Especificações globais do projeto.

Faixa de operação da tensão eficaz de entrada (V_{gef})	0-32,5V
Potência de entrada (P_g)	350W
Faixa de operação da tensão de saída (V_{bat})	10,5-28V
Potência de saída (P_{bat})	300W

Tabela 4.2 – Especificações e considerações para a ponte de *Graetz*.

Faixa de operação da tensão de entrada (V_{ief})	0-32,5V
Potência de entrada (P_g)	350W
Ondulação de tensão de saída (ΔV_i)	15%· V_i
Rendimento (η_g)	95%

Tabela 4.3 – Especificações e considerações para o conversor *boost*.

Faixa de operação da tensão de entrada (V_i)	0-43,5V
Tensão de saída (V_{dc})	70V
Ondulação de tensão de saída (ΔV_{dc})	5%· V_{dc}
Ondulação de corrente através do indutor (ΔI_{L1})	10%· I_{L1}
Rendimento (η_1)	95%
Frequência de comutação (f_{S1})	20kHz

Tabela 4.4 – Especificações e considerações para o conversor *buck*.

Tensão de entrada (V_{dc})	70V
Potência de saída (P_{bat})	300W
Faixa de operação da tensão de saída (V_{bat})	10,5-28V
Ondulação de tensão de saída (ΔV_{bat})	4%· V_{bat}
Ondulação de corrente através do indutor (ΔI_{L2})	10%· I_{L2}
Rendimento (η_2)	95%
Frequência de comutação (f_{S2})	20kHz

Tabela 4.5 – Especificações das baterias.

Tensão mínima ($V_{bat1min}$)	10,5V
Tensão de flutuação (V_{bat1})	13,5W
Tensão máxima ($V_{bat1max}$)	14,0V
Capacidade (Cap_{Ah})	150Ah

4.2. DIMENSIONAMENTO DA PONTE DE *GRAETZ*

Nesta etapa são dimensionados os componentes comercialmente disponíveis a serem utilizados no estágio ca-cc do carregador de baterias, de acordo com o proposto em [20]. Os dados necessários para o dimensionamento são fornecidos a partir da tabela 4.1 e da tabela 4.2.

4.2.1. Dimensionamento do capacitor C_I

O retificador, como qualquer outro conversor estático possui perdas que não podem ser desprezadas no momento de realizar o dimensionamento dos componentes do circuito. A potência média na saída da ponte de *Graetz* é dada pela expressão (4.1).

$$P_i = P_g \cdot \eta_g \rightarrow P_i = 350 \cdot 0,95 = 332,5W. \quad (4.1)$$

A tensão de pico gerada será a tensão máxima de saída do retificador e é obtida a partir da expressão (4.2).

$$V_{i_{\max}} = \sqrt{2} \cdot V_g \rightarrow V_{i_{\max}} = \sqrt{2} \cdot 32 \approx 45,3V. \quad (4.2)$$

Para o valor médio de tensão na saída da ponte de *Graetz* apresentado na expressão (4.3), obtém-se como valores máximo e mínimo de tensão as expressões (4.4) e (4.5), respectivamente

$$V_i = 43,5V \quad (4.3)$$

$$V_{i_{\max}} = V_i + \frac{\Delta V_i}{2} \rightarrow V_{i_{\max}} = 43,5 + \frac{4,35}{2} = 45,67V. \quad (4.4)$$

$$V_{i_{\min}} = V_i - \frac{\Delta V_i}{2} \rightarrow V_{i_{\min}} = 43,5 - 4,55 = 41,33V. \quad (4.5)$$

Portanto, a partir das expressões (4.2) e (4.4), obtém-se a capacitância de filtro da ponte de *Graetz*, dada pela expressão abaixo:

$$C_1 = \frac{P_i}{6f_g \cdot (V_{i_{\max}}^2 - V_{i_{\min}}^2)} \rightarrow C_1 = \frac{332,5}{6 \cdot 60 \cdot (45,67^2 - 41,33^2)} = 2,4mF. \quad (4.6)$$

Apesar de os capacitores do retificador serem calculados em função de uma determinada ondulação de tensão desejada, a especificação do componente comercial é realizada principalmente através de sua corrente eficaz máxima. A corrente eficaz no capacitor pode ser obtida graficamente, de acordo com o proposto em [20]. Portanto, o valor da corrente eficaz é dada por (4.7).

$$I_{C_{\text{ef}}} = 6,9A. \quad (4.7)$$

Além dos capacitores eletrolíticos, é utilizado um capacitor de polipropileno para assegurar que possíveis correntes mais elevadas sejam supridas. As características dos capacitores eletrolíticos e de polipropileno são mostradas na tabela 4.6 e na tabela 4.7.

Tabela 4.6 – Características do capacitor eletrolítico escolhido para a ponte de *Graetz* [28].

Tipo de Capacitor	Eletrolítico
Referência (Kingcap)	ESC
Capacitância (C_{elet1})	1000 μ F
Corrente Eficaz	1,3 A @85°C
Máxima Tensão	63 V
Resistência Série Equivalente ($R_{C_{\text{elet1}}}$)	50 m Ω

Com os capacitores já especificados, é necessário recalcular o valor da capacitância total. O resultado é mostrado na expressão (4.8):

$$C_1 = 5 \cdot C_{elet1} + C_{pol} \approx 5mF. \quad (4.8)$$

Tabela 4.7 – Características do capacitor de polipropileno escolhido [29].

Tipo de Capacitor	Polipropileno
Referência (Epcos)	B32694/R4
Capacitância (C_{pol})	220nF
Máxima Tensão	630 V

A partir dos dados obtidos para os capacitores é possível calcular sua resistência série equivalente através da expressão (4.9).

$$R_{C_1} = \frac{R_{C_{elet1}}}{5} = 0,01\Omega. \quad (4.9)$$

4.2.2. Dimensionamento dos diodos retificadores D_1 a D_6

O dimensionamento dos diodos D_1 a D_6 é realizado pela escolha de sua máxima tensão reversa, corrente média que o atravessa, além de sua corrente de pico. A tensão máxima reversa é a mesma mostrada em (4.2)

$$V_{i_{max}} = 45V. \quad (4.10)$$

A corrente média através do diodo é dada pela expressão abaixo:

$$I_D = \frac{P_i}{3 \cdot V_{i_{min}}} \rightarrow I_D = \frac{332,5}{3 \cdot 41,3} = 2,55A. \quad (4.11)$$

A corrente máxima através do diodo quando a ondulação de tensão é mínima, portanto:

$$I_{i_{max}} = \frac{P_i}{V_{i_{min}}} \rightarrow I_{i_{max}} = \frac{332,5}{41,3} = 8,05A. \quad (4.12)$$

No entanto, a inserção do capacitor de filtro implica uma corrente de pico adicional, que é encontrada através da análise da figura 3.3. O resultado é mostrado abaixo:

$$I_{C_1} = 2 \cdot \pi \cdot f_g \cdot C_1 \cdot \sqrt{V_{i_{max}}^2 - V_{i_{min}}^2} \rightarrow I_{C_1} = 17,9A. \quad (4.13)$$

Portanto, a corrente de pico através dos diodos é dada por:

$$I_{D_{max}} = I_{C_1} + I_{i_{max}} = 25,94A. \quad (4.14)$$

As especificações do diodo retificador escolhido são mostradas na tabela 4.8. Por medida de precaução são utilizados dois diodos em paralelo ao invés de um para suprir a corrente média estipulada através dos mesmos.

4.3. DIMENSIONAMENTO DO CONVERSOR *BOOST*

De acordo com as especificações adotadas na tabela 4.3, são dimensionados os componentes que fazem parte do conversor *boost*.

Tabela 4.8 – Especificações dos diodos retificadores D_1 a D_6 escolhidos [30].

Tipo de Diodo	Retificador
Referência (FAIRCHILD semiconductor)	1N5408
Máxima Tensão Reversa	600 V
Corrente Média Máxima	3 A@85°C
Potência Total Dissipada	6,25W
Máxima Corrente de Pico não Repetitiva	200 A@55°C
Resistência Térmica Junção Cápsula	20 W/°C
Faixa de Operação para Temperatura de Junção	-55 a 150°C

4.3.1. Dimensionamento do indutor L_1

O ganho estático para o conversor *boost* em MCC é obtido a partir da expressão dada abaixo:

$$D_{S_1} = 1 - \frac{V_i}{V_{dc}} \rightarrow D_{S_1} = 1 - \frac{43,5}{70} = 0,38. \quad (4.15)$$

Portanto, a partir do ganho estático obtido em (4.15), obtém-se a indutância de filtro para o conversor *boost*, dada pela expressão (4.16). O projeto físico do indutor encontra-se descrito no Apêndice A.

$$L_1 = \frac{V_i \cdot D_{S_1}}{\Delta I_{L_1} \cdot f_{s_1}} \rightarrow L_1 = \frac{43,5 \cdot 0,38}{0,76 \cdot 20 \cdot 10^3} = 1,08mH. \quad (4.16)$$

A indutância encontrada em (4.16) é o valor mínimo capaz de limitar a ondulação da corrente média de entrada, dada por (4.17).

$$I_{L_1} = \frac{P}{V_i} \rightarrow I_{L_1} = \frac{332,5}{43,5} = 7,64A. \quad (4.17)$$

4.3.2. Dimensionamento do capacitor C_2

Inicialmente, é calculada a potência de saída do conversor *boost*, como mostra a expressão (4.18). Com isso, é possível calcular a corrente média na saída do conversor, dada por (4.19).

$$P_{dc} = P_i \cdot \eta_1 \rightarrow P_{dc} = 332,5 \cdot 0,95 = 315,88W. \quad (4.18)$$

$$I_{dc} = \frac{P_{dc}}{V_{dc}} \rightarrow I_{dc} = \frac{315,88}{70} = 4,51A. \quad (4.19)$$

A partir das expressões (4.15) e (4.19), calcula-se a capacitância de filtro do conversor. Os critérios adotados para se dimensionar os capacitores (tensão máxima e corrente eficaz) já foram abordados anteriormente. No entanto, para conversores estáticos, um terceiro item deve ser adicionado, que é a resistência intrínseca. A resistência R_{SE} é calculada observando o fato que a componente alternada de corrente que chega através do diodo D_7 é absorvida pelo capacitor. Esta componente alternada é simplesmente a ondulação de corrente ΔI_{L1} , que ao passar pelo capacitor, provoca uma queda de tensão ΔV_{dc} porque este possui uma resistência intrínseca. Um valor de R_{SE} maior que o previsto provoca um aumento da ondulação de tensão de saída. Para reduzir a resistência R_{SE} do filtro capacitivo de saída, costuma-se associar capacitores em paralelo. Normalmente, o capacitor de filtro é escolhido em função da resistência R_{SE} e não da sua capacitância [31]. Os valores ideais obtidos para o capacitor *boost*, através de equacionamentos matemáticos, são mostrados a seguir.

A capacitância é dada de filtro por (4.20).

$$C_2 = \frac{I_{dc} \cdot D_{S1}}{\Delta V_{dc} \cdot f_{s1}} \rightarrow C_2 = \frac{4,51 \cdot 0,38}{3,5 \cdot 20 \cdot 10^3} = 24,4\mu F. \quad (4.20)$$

A tensão máxima sobre o capacitor pode ser obtida como:

$$V_{C_2 \max} = V_{dc} + \frac{\Delta V_{dc}}{2} \rightarrow V_{C_2 \max} = 70 + \frac{3,5}{2} = 71,75V. \quad (4.21)$$

Por outro lado, calcula-se a corrente eficaz através do capacitor através da seguinte expressão:

$$i_{C_2 \text{ef}} = \sqrt{\left[\int_0^{D_{S1} \cdot T_{S1}} (I_{dc})^2 + \int_{D_{S1} \cdot T_{S1}}^{T_{S1}} \left[\frac{-\Delta I_{L1}}{D_{S1} \cdot T_{S1}} \cdot (t - D_{S1} \cdot T_{S1}) + (I_{L1 \max} - I_{dc}) \right]^2 dt \right]} = 3,72A. \quad (4.22)$$

Como a saída do conversor *boost* está conectada diretamente à entrada do conversor *buck*, que tem como característica uma corrente pulsante, a corrente eficaz deverá ser maior

que o valor calculado em (4.22). Para efeito de dimensionamento, será considerado um valor que seja superior ao dobro daquele calculado, ou seja, 10A.

A resistência série equivalente máxima permitida no capacitor é:

$$R_{C_2} < \frac{\Delta V_{dc}}{\Delta I_{L_1}} \rightarrow R_{C_2} < 4,58\Omega. \quad (4.23)$$

Foram utilizados cinco capacitores eletrolíticos. No entanto, da mesma forma que foi verificada no dimensionamento dos capacitores de retificação, esta quantidade não é suficiente para suprir toda a corrente eficaz requerida. Para resolver este problema, também foi utilizado um capacitor de polipropileno. As especificações dos capacitores eletrolíticos são mostradas na tabela 4.9. Por outro lado, o capacitor de polipropileno é o mesmo especificado na tabela 4.7.

Tabela 4.9 – Especificações do capacitor eletrolítico escolhido para o conversor *boost* [32].

Tipo de Capacitor	Eletrolítico
Referência (Epcos)	B
Capacitância (C_{elet2})	150 μ F
Corrente Eficaz	2,4 A@85°C
Máxima Tensão	400 V
Resistência Série Equivalente, ($R_{C_{elet2}}$)	0,2 Ω

A capacitância equivalente obtida é dada pela expressão (4.24), a partir dos componentes comerciais já especificados.

$$C_2 = 5 \cdot C_{elet2} + C_{pol} \approx 750\mu F. \quad (4.24)$$

A resistência série equivalente é dada através da expressão (4.25).

$$R_{C_2} = \frac{R_{C_{elet2}}}{5} = 0,04\Omega. \quad (4.25)$$

4.3.3. Dimensionamento do interruptor S_1

Os esforços necessários para especificar o interruptor são a tensão máxima reversa, a corrente máxima e a corrente eficaz. A primeira grandeza é obtida através da expressão (4.26) enquanto que a segunda e a terceira são obtidas através das expressões (4.27) e (4.28), respectivamente.

$$V_{s_1 \max} = V_{C_2 \max} = 71,75V. \quad (4.26)$$

$$I_{s_1 \max} = I_{L_1 \max} = I_{L_1} + \frac{\Delta I_{L_1}}{2} \rightarrow I_{s_1 \max} = 8,03 A. \quad (4.27)$$

$$I_{s_1 \text{ef}} = \left[\frac{1}{T_{s_1}} \cdot \int_0^{T_{s_1}} i_{L_1}^2(t) dt \right]^{1/2} = I_i \cdot \sqrt{D_{S_1}} \rightarrow I_{s_1 \text{ef}} = 4,71 A. \quad (4.28)$$

Para o projeto, foi escolhido um interruptor do tipo transistor MOSFET, sendo que as especificações são mostradas na tabela 4.10.

Tabela 4.10 – Especificações do diodo S_1 escolhido [33].

Tipo de Interruptor	MOSFET
Referência (International Rectifier)	IRFP 4710A
Máxima Tensão Dreno-Source (V_{DS})	100 V
Máxima Corrente de Dreno (Média) (I_D)	72 A@ 25°C
Máxima Corrente de Dreno Pulsada (I_{DP})	300 A
Resistência Térmica Junção-Cápsula (R_{Sjc})	0,81°C/W
Resistência Térmica Cápsula-Dissipador (R_{Scd})	0,24°C/W
Resistência Térmica Junção-Ambiente (R_{Sja})	62°C/W
Resistência de Condução (R_{DS})	14 mΩ@25°C
Capacitância de entrada (C_{iss})	1,96 nF
Faixa de Operação Para Temperatura de Junção (T_{Sj})	-55 a 175°C
Tempo de Subida (t_r)	130 ns
Tempo de Subida (t_f)	38 ns

4.3.4. Dimensionamento do diodo D_7

Os esforços necessários para especificar o diodo são a tensão máxima reversa, bem como as correntes máxima e média. A primeira grandeza é obtida através da expressão (4.29), enquanto que a segunda e a terceira são obtidas através das expressões (4.30) e (4.31), respectivamente. A corrente eficaz no diodo, mostrada em (4.32), é calculada também, pois será necessária para o cálculo de perdas no Apêndice C.

$$V_{D_7 \max} = V_{C_2 \max} = 71,75 V. \quad (4.29)$$

$$I_{D_7 \max} = I_{L_1 \max} = I_{L_1} + \frac{\Delta i_{L_1}}{2} \rightarrow I_{D_7 \max} = 8,03 A. \quad (4.30)$$

$$I_{D_7} = \frac{1}{T_{s_1}} \cdot \int_0^{T_{s_1}} i_{D_7}(t) dt = I_{dc} \rightarrow I_{D_7} = 4,51 A. \quad (4.31)$$

$$I_{D_{7ef}} = \sqrt{\frac{1}{T_{s1}} \cdot \int_0^{T_{s1}} i_{D_7}^2(t) dt} = I_{L_1} \cdot \sqrt{D_{S_1}'} \rightarrow I_{D_{7ef}} = 6,03 A. \quad (4.32)$$

Para o projeto foi escolhido o diodo *Schottky*, onde suas especificações são mostradas na tabela 4.11.

Tabela 4.11 – Especificações do diodo D_7 escolhido [34].

Tipo de Diodo	<i>Schottky</i>
Referência (International Rectifier)	MBR 20100CT
Máxima Tensão Reversa (V_R)	100 V
Corrente Média Máxima (I_F)	20 A@85°C
Máxima Corrente de Pico Repetitiva (I_{FM})	40 A@25°C
Resistência intrínseca (r_{av})	15,8 mΩ
Resistência Térmica Junção Cápsula (R_{Djc})	2 W/°C
Resistência Térmica Cápsula Dissipador (R_{Dcd})	0,5 W/°C
Faixa de Operação para Temperatura de Junção (T_{Dj})	-65 a 150°C
Queda de Tensão em Condução Direta (V_f)	0,65 V@175°C

4.4. DIMENSIONAMENTO DO CONVERSOR *BUCK*

De acordo com as especificações adotadas nas tabela 4.1 e tabela 4.4, são dimensionados os componentes que constituem o conversor *buck*.

4.4.1. Dimensionamento do indutor L_2

A tensão de entrada do conversor é constante e igual a 70V, porém a tensão de saída dependerá da quantidade de baterias conectadas ao carregador. O caso mais extremo ocorre quando apenas uma bateria totalmente descarregada está conectada à saída. Portanto, a tensão para este caso é a mostrada em (4.33) e a razão cíclica obtida em (4.34).

$$V_{bat_{1min}} = 10,5V. \quad (4.33)$$

$$D_{S_2} = \frac{V_{bat_{1min}}}{V_{dc}} \rightarrow D_{S_2} = \frac{10,5}{70} = 0,15. \quad (4.34)$$

Para este caso mais crítico, a corrente será máxima. A obtenção desta corrente é feita calculando-se primeiramente a potência de saída do conversor *buck*, como mostrado na expressão (4.35). A corrente máxima é dada por (4.36).

$$P_{bat} = P_{dc} \cdot \eta_3 \rightarrow P_{bat} = 315,88 \cdot 0,95 = 300W. \quad (4.35)$$

$$I_{bat_{max}} = \frac{V_{bat_{min}}}{P_{bat}} \rightarrow I_{bat_{max}} = \frac{10,5}{300,1} = 28,56A. \quad (4.36)$$

A partir do ganho estático obtido em (4.34), obtém-se a indutância de filtro do conversor *buck*, dada pela expressão (4.37). O projeto físico do indutor encontra-se descrito no Apêndice B.

$$L_2 = \frac{V_{bat} \cdot D'_{S_2}}{\Delta I_{L_2} \cdot f_{s_2}} \rightarrow L_2 = \frac{14 \cdot 0,15}{2,86 \cdot 20 \cdot 10^3} = 156,1\mu F. \quad (4.37)$$

Onde D'_{S_2} é o complemento da razão cíclica D_{S_2} .

4.4.2. Dimensionamento do capacitor C_3

Os valores ideais obtidos para o capacitor *buck*, através de equacionamentos matemáticos, são mostrados a seguir.

A capacitância de filtro é dada por:

$$C_3 = \frac{\Delta I_{L_2}}{8 \cdot f_{s_2} \cdot \Delta V_{bat}} \rightarrow C_3 = \frac{2,86}{8 \cdot 20 \cdot 10^3 \cdot 1,12} = 15,95\mu F. \quad (4.38)$$

A tensão sobre o capacitor será considerada máxima quando estiverem conectadas na saída do conversor duas baterias carregadas completamente.

$$V_{C_3_{max}} = V_{bat} + \frac{\Delta V_{bat}}{2} \rightarrow V_{C_3_{max}} = 14 + \frac{1,4}{2} = 28,56V. \quad (4.39)$$

Calculando as expressões (4.40) e (4.41) é possível encontrar o valor da corrente eficaz através do capacitor. O resultado obtido é mostrado em (4.42):

$$i_{C_3_{ef1}} = \int_0^{D_{S_2} \cdot T_{S_2}} \left[\frac{-\Delta i_{bat}}{D'_{S_1} \cdot T_{S_1}} \cdot t + (I_{L_1_{min}} - I_{bat_{max}}) \right]^2 \quad (4.40)$$

$$i_{C_3_{ef2}} = \int_{D_{S_2} \cdot T_{S_2}}^{T_{S_2}} \left[\frac{-\Delta i_{bat}}{D'_{S_1} \cdot T_{S_1}} \cdot (t - D_{S_1} \cdot T_{S_1}) + (I_{L_1_{min}} - I_{bat_{max}}) \right]^2 \quad (4.41)$$

$$i_{C_3_{ef}} = \sqrt{i_{C_3_{ef1}} + i_{C_3_{ef2}}} = 0,825A. \quad (4.42)$$

A resistência série equivalente máxima permitida no capacitor é:

$$R_{C_3} < \frac{\Delta V_{bat}}{\Delta I_{L_2}} \rightarrow R_{C_3} < 0,392\Omega. \quad (4.43)$$

Foram utilizados capacitores eletrolíticos, além de um capacitor de polipropileno, cujas especificações são mostradas na tabela 4.7 e o capacitor eletrolítico por sua vez é descrito na tabela 4.12.

A capacitância equivalente obtida é dada pela expressão (4.44), a partir dos componentes comerciais já especificados.

$$C_3 = 2 \cdot C_{elet3} + C_{pol} \approx 2mF. \quad (4.44)$$

A resistência série equivalente é dada através da expressão (4.45).

$$R_{C_3} = \frac{R_{C_{elet3}}}{2} \rightarrow R_{C_3} = 0,05\Omega. \quad (4.45)$$

Tabela 4.12 – Especificações do capacitor eletrolítico escolhido para o conversor *buck* [35].

Tipo de Capacitor	Eletrolítico
Referência (Epcos)	B41821
Capacitância (C_{elet3})	1000 μ F
Corrente Eficaz	1,15 A @85°C
Máxima Tensão	35 V
Resistência Série Equivalente, ($R_{C_{elet3}}$)	0,1 Ω

4.4.3. Dimensionamento do interruptor S_2

Os esforços necessários para especificar o interruptor são a tensão máxima reversa, bem como as correntes máxima e eficaz. A primeira grandeza é obtida através da expressão (4.46), enquanto que a segunda e a terceira são obtidas através das expressões (4.47) e (4.48), respectivamente.

$$V_{s_1 \max} = V_{C_2 \max} = 71,75V. \quad (4.46)$$

$$I_{s_2 \max} = I_{L_2 \max} = I_{L_2} + \frac{\Delta i_{L_2}}{2} \rightarrow I_{s_2 \max} = 30,01A. \quad (4.47)$$

$$I_{s_2 \text{ef}} = \left[\frac{1}{T_{s_2}} \cdot \int_0^{T_{s_2}} i_{L_2}^2(t) dt \right]^{1/2} = I_{bat} \cdot \sqrt{D_2} \rightarrow I_{s_2 \text{ef}} = 11,07A. \quad (4.48)$$

Para o projeto, foi escolhido o interruptor do tipo MOSFET IRFP 4710A, que é o mesmo já apresentado na tabela 4.10.

4.4.4. Dimensionamento do diodo D_8

Os esforços necessários para especificar o diodo são a tensão máxima reversa, bem como as correntes máxima e média. A primeira grandeza é obtida através da expressão (4.49), enquanto que a segunda e a terceira são obtidas através das expressões (4.50) e (4.51), respectivamente.

$$V_{D_8 \max} = V_{C_2 \max} \rightarrow V_{D_8 \max} = 71,75V, \quad (4.49)$$

$$I_{D_8 \max} = I_{L_2 \max} = I_{L_2} + \frac{\Delta i_{bat}}{2} \rightarrow I_{D_8 \max} = 30,01A, \quad (4.50)$$

$$I_{D_8} = \frac{1}{T_{s_1}} \cdot \int_0^{T_{s_1}} i_{D_7}(t) dt = I_{dc} \rightarrow I_{D_8} = 24,3A. \quad (4.51)$$

São utilizados dois diodos *Schottky* MBR 20100CT em paralelo, capazes de suportar toda a corrente média estipulada no projeto. As especificações deste semiconductor são mostradas na tabela 4.11. Portanto, para o cálculo da corrente eficaz no diodo, é considerada apenas metade da corrente média através do indutor.

$$I_{D_8 \text{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T_{s_2}} \cdot \int_0^{T_{s_2}} i_{D_8}^2(t) dt} = \frac{I_{L_2}}{2} \cdot \sqrt{D'_{s_2}} \rightarrow I_{D_8 \text{ef}} = 13,17A. \quad (4.52)$$

4.5. PROJETO DE CONTROLE

No Capítulo 3, foram modeladas as plantas a serem controladas no carregador de baterias estudado, a partir do esquema de controle proposto e apresentado na figura 3.12. Nesta seção, são projetados os compensadores do sistema de controle proposto, explicado e representado por meio de diagrama de blocos na figura 3.13 e na figura 3.14. O sistema de controle é projetado por análise da frequência (diagrama de Bode) e de acordo com critérios adotados em [22] e [31].

4.5.1. Controle da corrente média i_{L_I} através do indutor L_I

A figura 4.1 mostra o diagrama de blocos operando em malha fechada, com a FT da planta a ser controlada já modelada no capítulo anterior, de acordo com a expressão (3.13). O compensador $C_{iL_I}(s)$ deverá atuar no sentido de atenuar variações bruscas de corrente através do indutor L_I devido a perturbações na razão cíclica do conversor *boost*. Adicionando à saída deste diagrama de blocos uma perturbação por meio da planta $G_{iL_I_{Vi}}(s)$, que representa a FT

da corrente média através do indutor pela de tensão de entrada, de forma analítica pode-se escrever matematicamente a expressão geral (4.53).

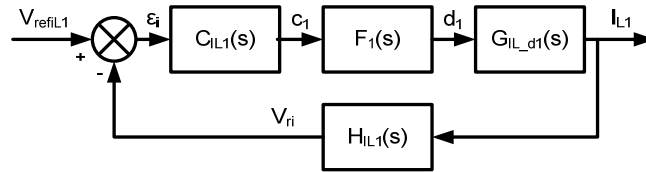


Figura 4.1 – Diagrama de blocos de controle para $C_{Li}(s)$.

$$\hat{i}_{L_1}(s) = \left[G_{i_{L_1-d_1}}(s) \cdot F_1(s) \cdot C_{L_1}(s) \right] \cdot \left[\hat{v}_{ref_{i_{L_1}}}(s) - H_{i_{L_1}}(s) \cdot \hat{i}_{L_1}(s) \right] + G_{i_{L_1-v_i}}(s) \cdot \hat{v}_i(s). \quad (4.53)$$

Colocando $\hat{i}_{L_1}(s)$ em evidência, obtém-se:

$$\left[1 + G_{i_{L_1-d_1}}(s) \cdot F_1(s) \cdot C_{L_1}(s) \cdot H_{i_{L_1}}(s) \right] \cdot \hat{i}_{L_1}(s) = G_{i_{L_1-d_1}}(s) \cdot F_1(s) \cdot C_{L_1}(s) \cdot \hat{v}_{ref_{i_{L_1}}}(s) + G_{i_{L_1-v_i}}(s) \cdot \hat{v}_i(s). \quad (4.54)$$

Onde a expressão abaixo é a função de transferência de laço aberto (FTLA):

$$FTLA_{i_{L_1}}(s) = G_{i_{L_1-d_1}}(s) \cdot F_1(s) \cdot C_{L_1}(s) \cdot H_{i_{L_1}}(s). \quad (4.55)$$

A partir das expressões (4.54) e (4.55), é obtida a variação de pequenos sinais para a corrente através do indutor já compensada:

$$\hat{i}_{L_1} = \frac{1}{H_{i_{L_1}}(s)} \cdot \frac{FTLA_{i_{L_1}}(s)}{1 + FTLA_{i_{L_1}}(s)} \cdot \hat{v}_{ref_{i_{L_1}}}(s) + \frac{G_{i_{L_1-d_1}}(s)}{1 + FTLA_{i_{L_1}}(s)} \cdot \hat{v}_i(s). \quad (4.56)$$

Observa-se na expressão (4.56) que, para se obter a menor variação possível da corrente através do indutor devido às perturbações externas, é necessário projetar um compensador de ganho elevado. Com isso, garante-se que o denominador da equação (4.56) apresente uma magnitude muito maior que a do numerador, fazendo com que as variações das perturbações sejam refletidas de forma desprezível para o sinal de saída do sistema e que o valor amostrado seja praticamente igual ao valor de referência. No entanto, a escolha do compensador deve ser obtida levando-se em consideração a dinâmica desejada na resposta do sistema.

A técnica por análise da frequência consiste em obter um ganho com declive de -20 dB/dec na frequência de cruzamento para a FTLA, além de uma margem de fase superior a 0° . Sistemas com margem de fase abaixo de 0° apresentam um ou mais pólos no semiplano direito, implicando a instabilidade à planta controlada. Quanto mais próxima a margem de fase estiver do ângulo zero (ou seja, o valor de fase próximo a -180°), mais oscilatória será a resposta dinâmica do sistema, por isso é desejável que sistemas de controle realimentado apresentem valores acima de 45° [22]. Outro fator importante para garantir a estabilidade ao sistema de controle é a correta alocação da frequência de cruzamento da FTLA, pois segundo

a teoria de controle, este valor deverá ser no máximo um quarto da frequência de operação da planta [36]. Quanto maior for a frequência de cruzamento, mais rápido será o tempo de resposta do compensador. Por outro lado, quando este valor apresenta proximidade com a frequência de operação, o compensador tende a atuar no sentido de atenuar as oscilações naturais da planta, tornando o sistema instável.

Após essa explanação à respeito de dinâmica e estabilidade em sistemas de controle, a seguir é projetado o compensador $C_{LI}(s)$.

Realimentação do sistema: O primeiro passo para projetar o compensador $C_{LI}(s)$ consiste em especificar adequadamente o sensor de realimentação do circuito. Para a amostra de corrente foi utilizado o sensor de efeito Hall mostrado na tabela 4.13. De acordo com a expressão (4.27) a corrente máxima através do indutor será de 8,31A e, portanto, o sensor atende perfeitamente as condições especificadas.

Utilizando o valor de (4.57) como referência para o compensador $C_{LI}(s)$, para a corrente através do indutor igual ao valor nominal apresentado em (4.17), esta malha de corrente deverá apresentar um ganho de realimentação como mostrado em (4.58).

Tabela 4.13 – Sensor de corrente escolhido para a realimentação do compensador de corrente $C_{LI}(s)$ [37].

Tipo de Sensor	Efeito Hall
Referência (LEM)	LA25-NP
Corrente Máxima	25 A
Ganho do sensor (G_i)	0,002

$$V_{ref_{iL1}} = 3,4V. \quad (4.57)$$

$$H_i(s) = \frac{V_{ref_{iL1}}}{I_{L1}} \rightarrow H_i(s) = \frac{3,4}{7,64} = 0,445. \quad (4.58)$$

De acordo com a folha de dados do sensor de corrente, o sinal amostrado é fornecido em forma de corrente. Portanto é necessária a utilização de um resistor paralelo na saída do sensor para converter o sinal de corrente amostrado em uma amostra de tensão V_{ri} . Este resistor de conversão é mostrado abaixo:

$$R_i = \frac{H_i(s)}{G_i} \approx 220\Omega. \quad (4.59)$$

Uma vez amostrada corretamente a corrente através do indutor, o sistema é realimentado, onde um sinal de erro é obtido a partir da comparação ou subtração entre os valores de referência e de amostragem, como mostrado em (4.60). Este sinal, por sua vez,

servirá como entrada para o compensador $C_{LI}(s)$, o qual irá atuar no sentido de garantir a estabilidade do sistema realimentado, fornecendo um sinal de controle c_l que sofrerá variações enquanto o sinal de erro não for nulo. O sinal c_l será a entrada do modulador $F_l(s)$, que é responsável por transformar o sinal de controle analógico em um pulso PWM.

$$\varepsilon_1 = V_{ref_{II1}} - V_{ri}. \quad (4.60)$$

Modulador PWM: Como dito anteriormente, o modulador PWM é responsável por converter o sinal de controle em um sinal PWM com razão cíclica d_l . Esta conversão é feita através da comparação do sinal de controle com uma onda dente de serra de amplitude V_m . O modulador PWM é obtido nesta malha de controle utilizando o circuito integrado (CI) SG3525 [38], cujo diagrama de blocos do circuito interno pode ser visto na figura 4.2.

Além do modulador PWM, este CI possui ainda um circuito de partida suave, um amplificador operacional (Amp-Op) para controladores, uma fonte de tensão de 5,0V para referência, inibição de pulso, dentre outras funções. Para o controle a ser projetado, serão utilizados somente os recursos de modulação PWM e de partida suave. O compensador será construído utilizando Amp-Ops LF412 [39].

De acordo com a folha de dados do SG3525, a onda dente de serra apresenta valores mínimos e máximos de aproximadamente 1,0V e 3,5V, respectivamente. Portanto, obtém-se a amplitude dessa forma de onda e, conseqüentemente, o ganho do modulador PWM, como mostrado na expressão.

$$F_1(s) = \frac{1}{V_s} \rightarrow F_1(s) = \frac{1}{2,5} = 0,4. \quad (4.61)$$

A frequência da moduladora dente de serra pode ser encontrada a partir da expressão fornecida na folha de dados do SG3525, onde se obtém os valores de capacitância C_T , resistência R_T , e resistência de descarga R_D , mostrados no diagrama de blocos da figura 4.2 (pinos 6, 5 e 7, respectivamente). Para $C_T = 10$ nF e $R_D = 330 \Omega$, o valor de R_T necessário para garantir a frequência de operação do conversor *boost* especificada na tabela 4.3 é mostrada na expressão (4.62). Pode-se observar na figura 4.2 que a razão cíclica é fornecida nas saídas do pino 11 e 14, defasadas de 180° , com a metade da frequência projetada, e conseqüentemente, metade da razão cíclica. Para contornar este problema, utilizam-se diodos nas duas saídas, conectando-se os catodos a um ponto comum, de modo que a soma dos sinais duplique a frequência e garanta uma razão cíclica com variação de 100%.

$$f_{S_1} = \frac{1}{C_T \cdot (0,7R_T + 3R_D)} \rightarrow R_T \approx 5,6k\Omega. \quad (4.62)$$

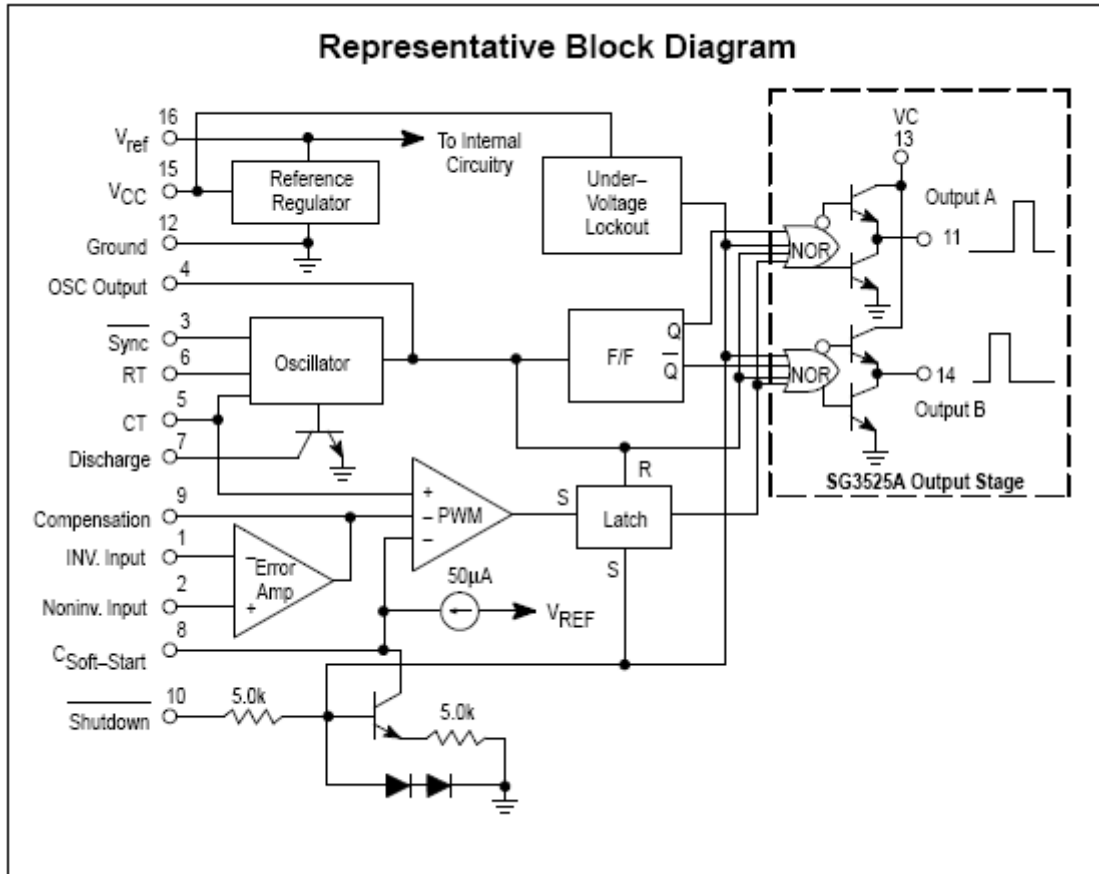


Figura 4.2 – Diagrama de blocos interno do CI SG3525 [38].

Função de transferência de malha aberta: Observa-se no diagrama de blocos da figura 4.1 que, para esta planta em análise, a função de transferência em malha aberta (FTMA) é dada pela expressão (4.63) e seu diagrama de Bode é mostrado na figura 4.3.

$$FTMA_{i_{L1}}(s) = G_{i_{L1-d_1}}(s) \cdot F_1(s) \cdot H_{i_{L1}}(s). \quad (4.63)$$

Observa-se que a curva de ganho apresenta um declive de -20 dB/década, que é uma característica de sistemas de primeira ordem. Este declive na frequência de cruzamento, juntamente com uma margem de fase maior que 0°, demonstra a estabilidade do sistema. No entanto, a adição de um compensador é útil para melhorar a velocidade de resposta e o desempenho do sistema quando este é submetido a perturbações externas ou à variação de parâmetros dos componentes da planta devido ao envelhecimento dos mesmos.

Projeto do compensador: Deseja-se obter uma FTMA com frequência de cruzamento f_{C1} uma década abaixo da frequência de comutação, o que representa um valor bastante usual em eletrônica de potência. Deste modo, de acordo com as características do diagrama de Bode apresentado na figura 4.3 e com a frequência de cruzamento especificada no projeto, foi escolhido o compensador do tipo proporcional e integral (PI) com dois pólos, mais conhecido como PI com filtro, mostrado na equação (4.64). A estrutura do compensador PI é muito usual

por apresentar um pólo na origem, devido ao integrador I, o que garante ao sistema em laço aberto ganho bastante elevado em baixas frequências, minimizando o erro estático da planta [36]. O outro pólo, chamado de filtro, é utilizado para rejeitar o ruído de alta frequência provocado pela comutação dos interruptores do conversor.

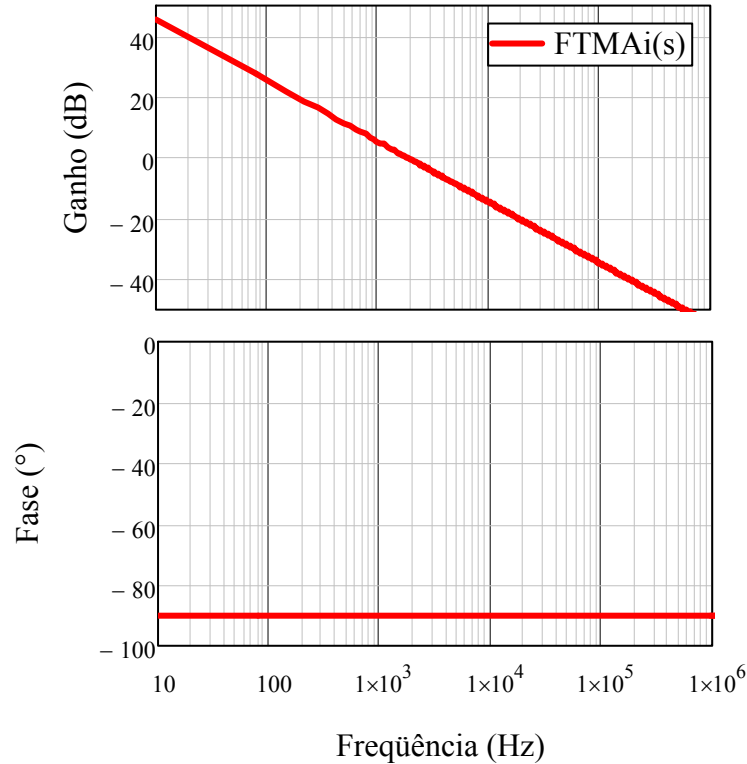


Figura 4.3 – Diagrama de Bode para a planta $FTMA_{LLI}(s)$.

$$C_{i_{a_1}}(s) = K_1 \cdot \frac{s + Z_1}{s \cdot (s + P_1)}. \quad (4.64)$$

Portanto, seja a seguinte frequência de cruzamento:

$$f_{c_1} = \frac{f_{s_1}}{10} \rightarrow f_{c_1} = \frac{20 \cdot 10^3}{10} = 2kHz. \quad (4.65)$$

A frequência do zero do compensador é alocada uma década abaixo da frequência de cruzamento para que se obtenha um declive na curva de ganho igual a -20 dB/década na passagem pelo ganho unitário em laço aberto. Portanto, a frequência do zero escolhida é:

$$f_{z_1} = \frac{f_{c_1}}{10} \rightarrow f_{z_1} = \frac{2 \cdot 10^3}{10} = 200Hz. \quad (4.66)$$

A frequência de filtro deve estar alocada abaixo da frequência de comutação para evitar problemas de instabilidade, portanto:

$$f_{p_1} = \frac{f_{s_1}}{2} \rightarrow f_{p_1} = \frac{20 \cdot 10^3}{2} = 10 \text{kHz}. \quad (4.67)$$

Com os valores de frequência obtidos em (4.66) e (4.67), é possível encontrar numericamente o zero e o pólo do compensador, como mostrado nas expressões (4.68) e (4.69), respectivamente.

$$Z_1 = 2\pi f_{z_1} \rightarrow Z_1 = 1,22 \times 10^3 \text{ rad/s}, \quad (4.68)$$

$$P_1 = 2\pi f_{p_1} \rightarrow P_1 = 6,28 \times 10^4 \text{ rad/s}. \quad (4.69)$$

O valor adicional necessário para que a FTLA em análise alcance a frequência de cruzamento desejada é dada por (4.70). Portanto, o compensador terá que possuir um ganho de acordo com o fornecido por (4.71).

$$H_1 = 20 \cdot \log |FTMA_i(2\pi f_{c_1})| \rightarrow H_1 = -0,724 \text{dB}, \quad (4.70)$$

$$K_1 = 10^{H_1/20} \rightarrow K_1 = 1,087. \quad (4.71)$$

O compensador PI com filtro projetado é implementado através do Amp-Op LF412 [39] e possui o diagrama esquemático mostrado na figura 4.4. Sua FT é mostrada através da equação (4.72).

$$C_{i_{t_1}}(s) = \frac{1}{R_{c_1} \cdot C_{c_1}} \cdot \frac{s + \frac{1}{R_{c_2} \cdot C_{c_2}}}{s \cdot \left(s + \frac{C_{c_1} + C_{c_2}}{R_{c_2} \cdot C_{c_1} \cdot C_{c_2}} \right)}. \quad (4.72)$$

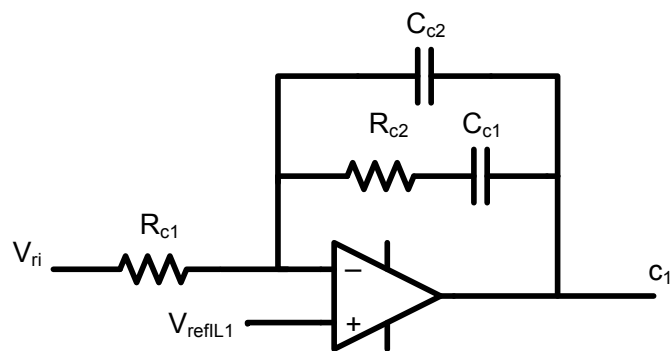


Figura 4.4 – Compensador PI com filtro utilizado no projeto da malha de corrente.

Os resistores e capacitores do compensador podem ser obtidos a partir da comparação entre as equações (4.64) e (4.72). Arbitrando o valor de R_{C1} e considerando apenas a relação desta resistência com R_{C2} para encontrar o ganho de compensação (desprezam-se os capacitores), os parâmetros do compensador são obtidos e mostrados nas expressões (4.73) a (4.76).

$$R_{c_1} = 10k\Omega, \quad (4.73)$$

$$R_{c_2} = K_1 \cdot R_{c_1} \rightarrow R_{c_2} \approx 10k\Omega, \quad (4.74)$$

$$Z_1 = \frac{1}{R_{c_2} \cdot C_{c_2}} \rightarrow C_{c_2} \approx 82nF, \quad (4.75)$$

$$P_1 = \frac{C_{c_1} + C_{c_2}}{R_{c_2} \cdot C_{c_1} \cdot C_{c_2}} \rightarrow C_{c_1} \approx 1,5nF. \quad (4.76)$$

O diagrama de Bode do compensador projetado é mostrado na figura 4.5.

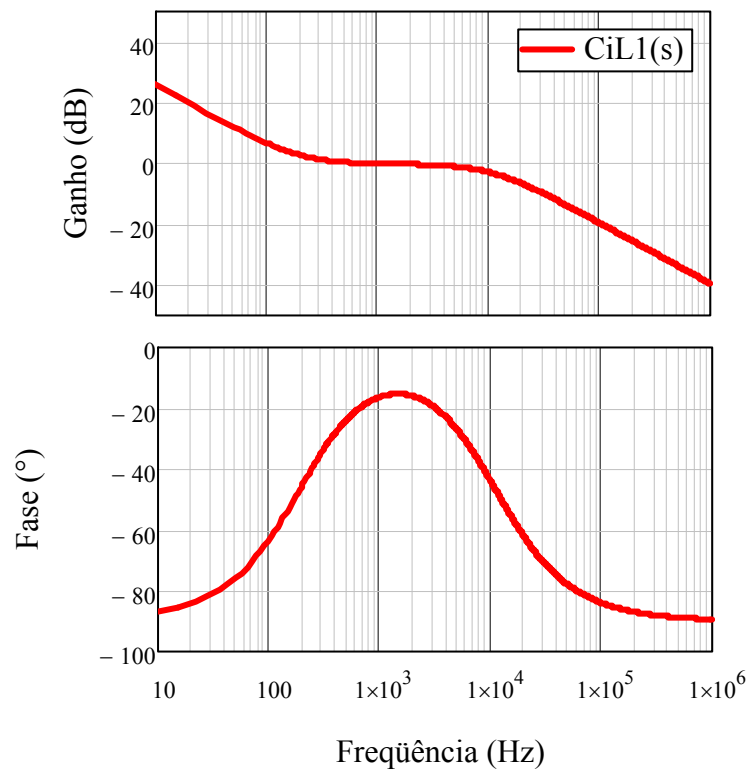


Figura 4.5 – Diagrama de Bode do compensador $C_{Li}(s)$ projetado.

Planta compensada: A FTLA do sistema pode ser obtida a partir da expressão apresentada em (4.55), ou escrita de outra maneira, através da convolução entre a FT do compensador e a FTMA, como mostrado em (4.77).

$$FTLA_{i_{L1}}(s) = C_{L1}(s) \cdot FTMA_{i_{L1}}(s). \quad (4.77)$$

Portanto, o diagrama de Bode do sistema compensado é mostrado na figura 4.6. Observa-se que a frequência de cruzamento ocorre com a curva de ganho apresentando um declive de -20 dB/década, uma margem de fase de 74° e margem de ganho infinita.

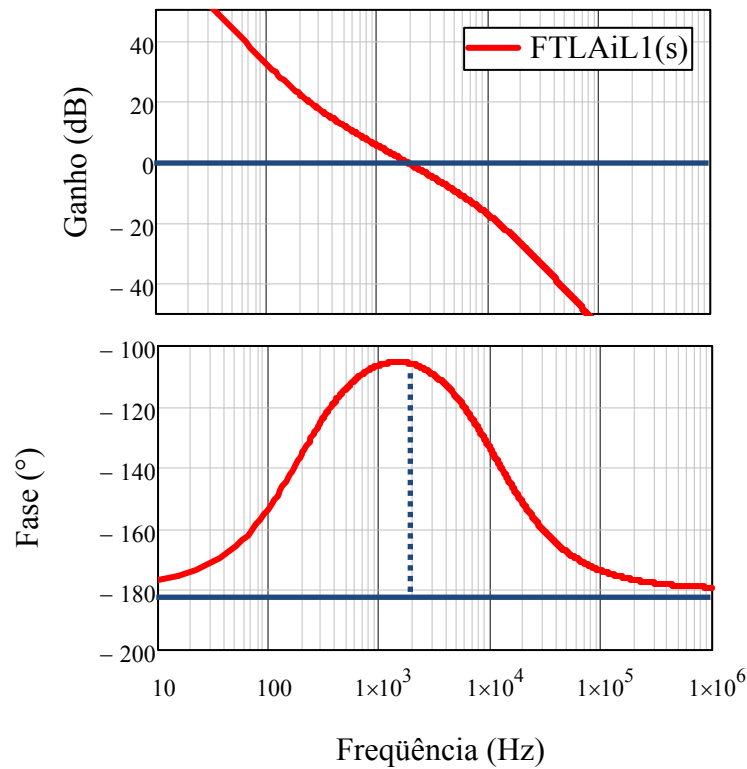


Figura 4.6 – Diagrama de Bode para a planta compensada $FTLA_{iL1}(s)$.

4.5.2. Controle da tensão de entrada V_i

A figura 4.7 mostra o diagrama de blocos de um sistema de controle em malha fechada, com a FT da planta a ser controlada já modelada no capítulo anterior, como mostrado na expressão (3.14). O compensador $C_{Vi}(s)$ deverá atuar no sentido de atenuar variações bruscas de tensão na entrada do conversor *boost* devido a perturbações na corrente através do indutor. Como explanado anteriormente, no modelo de capacitor desta planta é incluída a capacitância equivalente do momento de inércia do aerogerador. Este valor obtido é mostrado em (4.78).

$$C_J = 0,065 \cdot \frac{60^2}{45^2} = 0,116F. \quad (4.78)$$

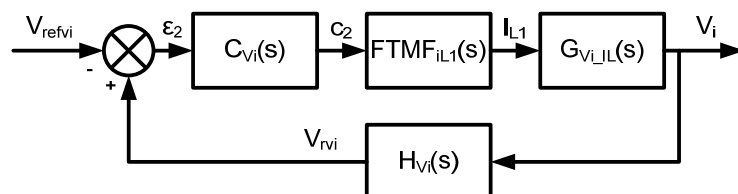


Figura 4.7 – Diagrama de blocos de controle para $C_{Vi}(s)$.

Pode-se observar na figura 4.7 a presença do bloco que representa a função de transferência de malha fechada (FTMF) do controle de corrente através do indutor *boost*, mostrada na expressão (4.79) e obtida através da resolução analítica da figura 4.1. Portanto, o projeto de controle é elaborado analisando-se as plantas definidas por (3.14) e (4.79).

$$FTMF_{i_{L1}}(s) = \frac{FTLA_{i_{L1}}(s)}{1 + FTLA_{i_{L1}}(s)} \cdot \frac{1}{H_{i_{L1}}(s)}. \quad (4.79)$$

Realimentação do sistema: A amostra de tensão do barramento cc de entrada será realizada através da utilização de um divisor de tensão resistivo. Utilizando o valor de (4.80) como referência do compensador $C_{Vi}(s)$ e o valor de tensão de entrada nominal apresentado na tabela 4.3, esta malha de controle deverá apresentar um ganho de realimentação como mostrado em (4.81).

$$V_{ref_{Vi}} = 4,0V. \quad (4.80)$$

$$H_{v_i}(s) = \frac{V_{ref_{Vi}}}{V_i} \rightarrow H_{v_i}(s) = \frac{4}{43,5} = 0,092. \quad (4.81)$$

Os valores de resistência a serem utilizados no projeto são encontrados a partir da seguinte equação:

$$H_{V_i}(s) = \frac{R_{r_2}}{R_{r_1} + R_{r_2}}. \quad (4.82)$$

Arbitrando-se $R_{R1} = 10 \text{ k}\Omega$ e substituindo em (4.82), obtém-se:

$$R_{r_2} = 1,013k\Omega. \quad (4.83)$$

Como o valor de resistência obtido não existe comercialmente, foram utilizadas duas resistências de tal forma que o valor equivalente delas fosse o mais próximo possível do encontrado em (4.83). Os resistores escolhidos são mostrados a seguir:

$$R_{r_{21}} = 15\Omega. \quad (4.84)$$

$$R_{r_{22}} = 1k\Omega. \quad (4.85)$$

Função de transferência de malha aberta: Observa-se no diagrama de blocos da figura 4.7 que, para a planta em análise, a FTMA é dada pela expressão (4.86) e seu diagrama de Bode é mostrado na figura 4.8.

$$FTMA_{v_i}(s) = FTMF_{i_{L1}} \cdot G_{v_i-i_{L1}}(s) \cdot H_{v_i}(s). \quad (4.86)$$

Pode-se verificar que a curva de ganho apresenta um declive de -20 dB/década para frequências de até 100Hz, local onde aparece um zero devido a resistência intrínseca do capacitor C_L . A planta ainda possui uma margem de fase maior que 0° , sendo que o sistema é

naturalmente estável. No entanto, como já dito anteriormente, a adição de um compensador é útil para melhorar o desempenho da planta.

Projeto do compensador: Deseja-se obter uma FTLA com frequência de cruzamento f_{c2} de pelo menos uma década abaixo da frequência de cruzamento f_{c1} do projeto anterior, para que ocorra o desacoplamento entre as malhas e conseqüentemente garantir que este compensador não cause oscilações e instabilidade ao anterior. Além do mais, como já citado anteriormente, f_{c2} deve apresentar um valor abaixo de uma quarto da frequência natural da planta, neste caso a frequência de ondulação de tensão da ponte de *Graetz*. Deste modo, de acordo com as características do diagrama de Bode apresentado na figura 4.8 e com a frequência de cruzamento especificada no projeto, foi escolhido o compensador PI (representado na expressão (4.87)) devido às características já apresentadas anteriormente.

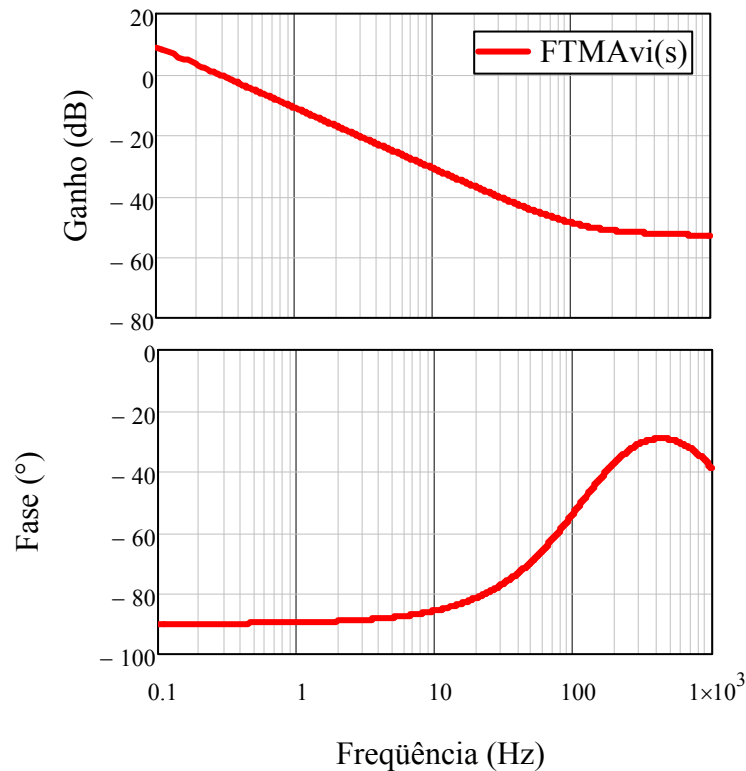


Figura 4.8 – Diagrama de Bode para a planta $FTMA_{vi}(s)$.

$$C_{vi}(s) = K_2 \cdot \frac{s + Z_2}{s}. \quad (4.87)$$

Portanto, seja a seguinte frequência de cruzamento:

$$f_{c_2} = \frac{3 \cdot f_g}{12} \rightarrow f_{c_2} = \frac{3 \cdot 60}{12} = 15 \text{ Hz}. \quad (4.88)$$

A frequência do zero do compensador é alocada uma década abaixo da frequência de cruzamento para que se obtenha um declive na curva de ganho igual a -20 dB/década na passagem pelo ganho unitário em laço aberto:

$$f_{z_2} = \frac{f_{c_2}}{10} \rightarrow f_{z_2} = \frac{15}{10} = 1,5Hz. \quad (4.89)$$

O valor do zero do compensador é encontrado a partir da expressão (4.90):

$$Z_2 = 2\pi f_{z_2} \rightarrow Z_2 = 9,18rad/s. \quad (4.90)$$

O valor adicional necessário para que a FTLA em análise alcance a frequência de cruzamento desejada é dada por (4.91) e conseqüentemente por (4.92).

$$H_2 = 20 \cdot \log |FTMA_{v_i}(2\pi f_{c_2})| \rightarrow H_2 = -34,74dB, \quad (4.91)$$

$$K_2 = 10^{H_2/20} \rightarrow K_2 = 54,58. \quad (4.92)$$

O diagrama esquemático do compensador PI é mostrado na figura 4.9 e sua FT é mostrada na equação (4.93).

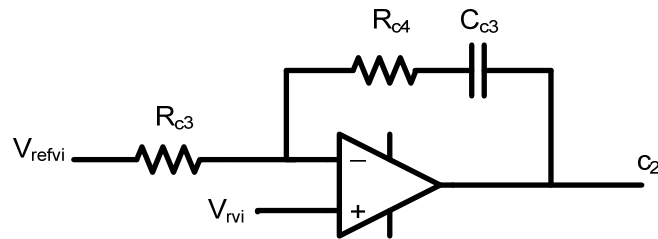


Figura 4.9 – Compensador PI utilizado no projeto da malha de tensão V_i .

$$C_{v_i}(s) = \frac{R_{c_4}}{R_{c_3}} \cdot \frac{s + \frac{1}{R_{c_4} \cdot C_{c_3}}}{s}. \quad (4.93)$$

Os resistores e capacitores do compensador podem ser obtidos a partir da comparação entre as equações (4.87) e (4.93). Arbitrando-se o valor de R_{c_3} , os outros parâmetros do compensador podem ser obtidos e os resultados são mostrados nas expressões (4.94) a (4.96). O diagrama de Bode do compensador projetado é mostrado na figura 4.10.

$$R_{c_3} = 6,8k\Omega, \quad (4.94)$$

$$R_{c_4} = K_2 \cdot R_{c_3} \rightarrow R_{c_4} \approx 330k\Omega, \quad (4.95)$$

$$Z_2 = \frac{1}{R_{c_4} \cdot C_{c_3}} \rightarrow C_{c_3} \approx 330nF. \quad (4.96)$$

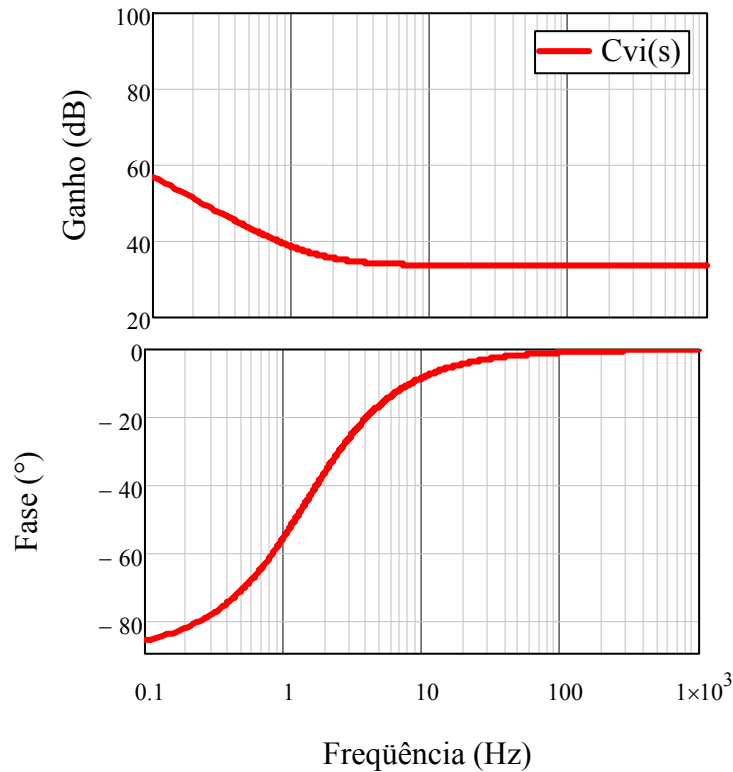


Figura 4.10 – Diagrama de Bode do compensador $C_{Vi}(s)$ projetado.

Planta compensada: A FTLA do sistema pode ser obtida a partir da expressão apresentada em (4.97).

$$FTLA_{V_i}(s) = C_{V_i}(s) \cdot FTMA_{V_i}(s). \quad (4.97)$$

Assim, com base em (4.97), o diagrama de Bode do sistema compensado é mostrado na figura 4.11. Observa-se que a frequência de cruzamento ocorre com a curva de ganho apresentando um declive de -20 dB/década, uma margem de fase de 91° e margem de ganho infinita.

4.5.3. Controle da tensão nas baterias V_{bat}

A figura 4.12 mostra o diagrama de blocos de um sistema de controle em malha fechada, com a FT da planta a ser controlada e já modelada no capítulo anterior, como mostrado na expressão (3.20). O compensador $C_{V_{bat}}(s)$ deverá atuar no sentido de atenuar possíveis sobretensões no banco de baterias. No entanto, dois casos são possíveis para este sistema de controle, pois a planta em análise possui como uma de suas variáveis a resistência intrínseca, e a capacitância equivalente das baterias que poderá ser uma ou duas. Portanto, os dois casos serão analisados e será escolhido um dos mesmos para servir como planta para o projeto do compensador.

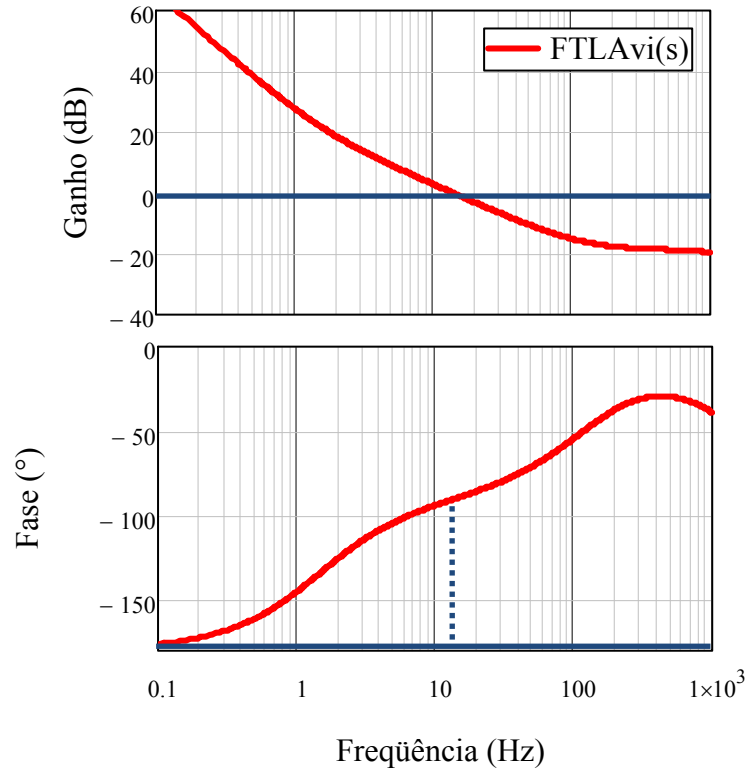


Figura 4.11 – Diagrama de Bode para a planta compensada $FTLA_{vi}(s)$.

Pode-se observar na figura 4.12 a presença do bloco que representa a função de transferência de malha fechada que controla a tensão de entrada do conversor *boost*, mostrada na expressão (4.98) e obtida através da resolução analítica da figura 4.7. Portanto, o projeto de controle é elaborado analisando-se as plantas representadas por (3.20) e (4.98).

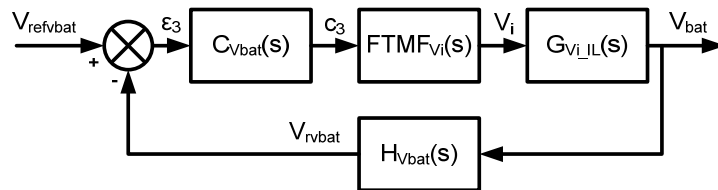


Figura 4.12 – Diagrama de blocos de controle para $C_{Vbat}(s)$.

$$FTMF_{v_i}(s) = \frac{FTLA_{v_i}(s)}{1 + FTLA_{v_i}(s)} \cdot \frac{1}{H_{v_i}(s)}. \quad (4.98)$$

Realimentação do sistema: A amostra de tensão sobre as baterias será realizada através da utilização de um divisor de tensão resistivo. Utilizando o valor de (4.99) como referência do compensador $C_{Vbat}(s)$ e o valor de tensão máxima possível para uma bateria conectada na saída do carregador, como mostra (4.100), esta malha de controle deverá apresentar um ganho de realimentação como mostrado em (4.101).

$$V_{refvbat} = 2,0V. \quad (4.99)$$

$$V_{bat_{1max}} = 14,0V. \quad (4.100)$$

$$H_{v_{bat}}(s) = \frac{V_{ref_{v_{bat}}}}{V_{bat_{1max}}} \rightarrow H_{v_{bat}}(s) = 0,143. \quad (4.101)$$

Os valores de resistência a serem utilizados no projeto são encontrados a partir da expressão (4.102):

$$H_{V_{bat}}(s) = \frac{R_{r_4}}{R_{r_3} + R_{r_4}}. \quad (4.102)$$

Arbitrando-se $R_{R3} = 18 \text{ k}\Omega$ e substituindo em (4.102), obtém-se:

$$R_{r_4} = 3,0k\Omega. \quad (4.103)$$

Como o valor de resistência obtido não existe comercialmente, foram utilizadas duas resistências de tal forma que o valor equivalente delas fosse o mais próximo possível do encontrado em (4.103). Os resistores escolhidos são mostrados a seguir:

$$R_{r_{41}} = 2,7k\Omega. \quad (4.104)$$

$$R_{r_{42}} = 270\Omega. \quad (4.105)$$

Função de transferência de malha aberta: Observa-se no diagrama de blocos da Figura 4.7, que para a planta em análise, a FTMA é dada pela expressão (4.106).

$$FTMA_{v_{bat}}(s) = FTMF_{v_i} \cdot G_{v_{bat_v_i}}(s) \cdot H_{v_{bat}}(s). \quad (4.106)$$

Antes de prosseguir a análise da FTMA, é necessário obter as duas possíveis FTs para a planta $G_{v_{bat_v_i}}(s)$. De acordo com os dados disponíveis na tabela 4.5 e utilizando a expressão (3.19), são obtidos os valores de capacitância equivalente para cada uma das cargas utilizadas no carregador de baterias. A resistência intrínseca da bateria é fornecida na tabela 4.5.

$$C_{bat_1} = \frac{3600 \cdot 150}{1 \cdot 13,4} = 40,0kF, \quad (4.107)$$

$$C_{bat_2} = \frac{3600 \cdot 150}{2 \cdot 26,8} = 10,1kF. \quad (4.108)$$

O diagrama de Bode para as duas FTMA é mostrado na figura 4.13 e observa-se que a curva de ganho para ambas apresenta um declive de aproximadamente -40 dB/década , o que não necessariamente significa que o sistema seja estável, pois as plantas possuem uma margem de fase maior que 0° .

Como as duas plantas apresentam características muito semelhantes, qualquer uma das duas poderá ser utilizada para a concepção do projeto do compensador. Será utilizada a planta que apresenta duas baterias conectada a saída do carregador.

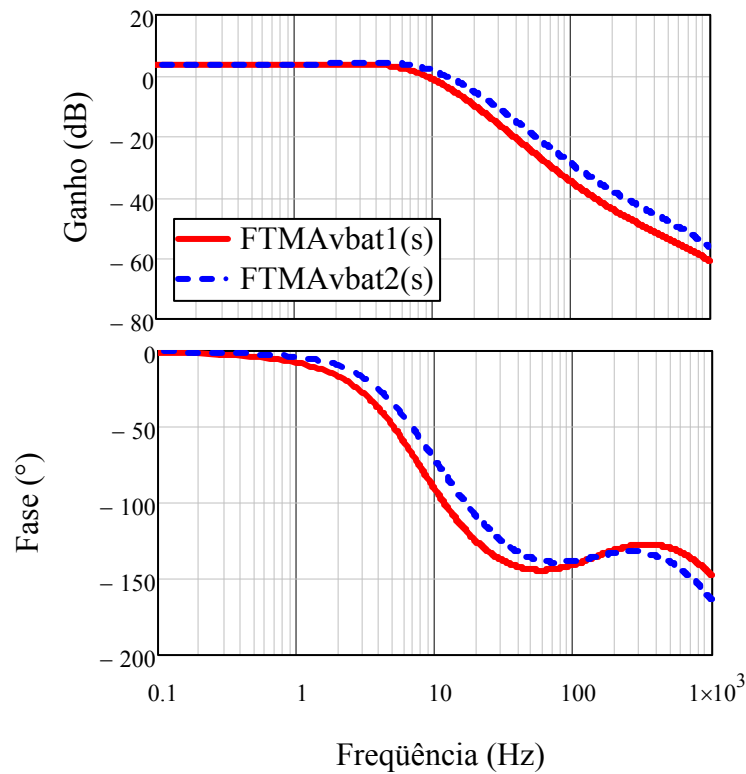


Figura 4.13 – Diagrama de Bode para a planta $FTMAV_{bat}(s)$.

Projeto do compensador: Deseja-se obter uma FTLA com frequência de cruzamento f_{c3} de pelo menos uma década abaixo da frequência de cruzamento f_{c2} do projeto anterior, para que ocorra o desacoplamento entre as malhas e conseqüentemente garanta que este compensador não cause oscilações e instabilidade ao anterior. Deste modo, de acordo com as características do diagrama de Bode apresentado na figura 4.13 e com a frequência de cruzamento especificada no projeto, foi escolhido o compensador I, mostrado na expressão (4.109).

$$C_{v_{bat}}(s) = K_3 \cdot \frac{1}{s}. \quad (4.109)$$

Portanto, seja a seguinte frequência de cruzamento:

$$f_{c_3} = \frac{f_{c_2}}{10} \rightarrow f_{c_3} = \frac{15}{10} = 1,5Hz. \quad (4.110)$$

O valor adicional necessário para que a FTLA em análise alcance a frequência de cruzamento desejada é dada por (4.111), e conseqüentemente por (4.112).

$$H_3 = 20 \cdot \log \left| FTMA_{v_{bat}}(2\pi f_{c_3}) \right| \rightarrow H_3 = 4,18dB, \quad (4.111)$$

$$K_3 = 10^{-H_3/20} \rightarrow K_3 = 0,618. \quad (4.112)$$

O diagrama esquemático do compensador I é mostrado na figura 4.14 e sua FT é fornecida através da equação (4.113).

$$C_{vbat}(s) = \frac{1}{R_{c5} \cdot C_{c4}} \cdot \frac{1}{s}. \quad (4.113)$$

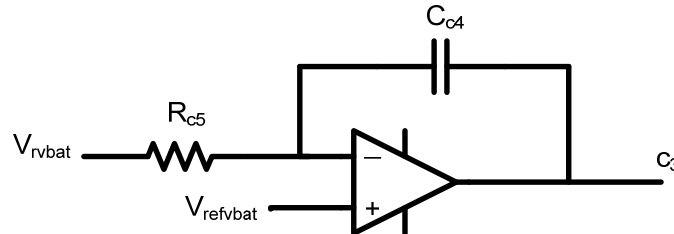


Figura 4.14 – Compensador I utilizado no projeto da malha de tensão V_{bat} .

O resistor e o capacitor do compensador podem ser obtidos a partir da comparação entre as equações (4.109) e (4.113). Arbitrando-se o valor de R_{c5} , obtém-se o valor do capacitor do compensador. Os resultados são mostrados nas expressões (4.114) e (4.115). O diagrama de Bode do compensador projetado é mostrado na figura 4.15.

$$R_{c5} = 560k\Omega, \quad (4.114)$$

$$K_3 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{c5} \cdot C_{c4}} \rightarrow C_{c4} \approx 330nF. \quad (4.115)$$

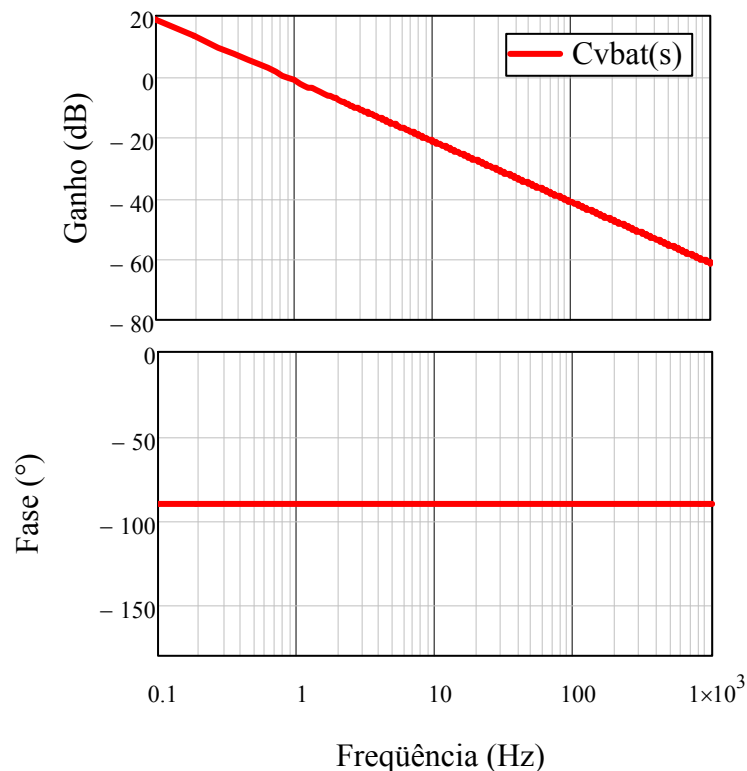


Figura 4.15 – Diagrama de Bode do compensador $C_{vbat}(s)$ projetado.

Planta compensada: A FTLA do sistema pode ser obtida a partir da expressão apresentada em (4.116).

$$FTLA_{v_{bat}}(s) = C_{v_{bat}}(s) \cdot FTMA_{v_{bat}}(s). \quad (4.116)$$

Finalmente, o diagrama de Bode do sistema compensado é mostrado na figura 4.16. Observa-se que a frequência de cruzamento ocorre com a curva de ganho apresentando um declive de -20 dB/década, uma margem de fase de 80,9° e margem de ganho de 28 dB.

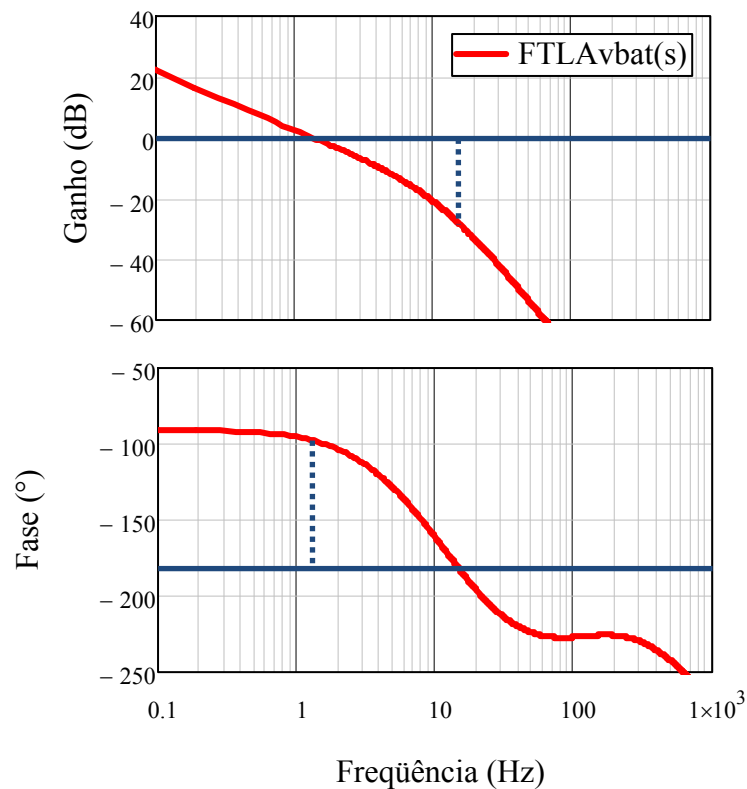


Figura 4.16 – Diagrama de Bode para a planta compensada $FTLA_{v_{bat}}(s)$.

4.5.4. Controle da tensão no barramento V_{dc}

Na figura 4.17, pode ser visto o diagrama de blocos de um sistema de controle em malha fechada, com a FT da planta a ser controlada e já modelada no Capítulo 3, como mostrado na expressão (3.27). O compensador $C_{V_{dc}}(s)$ deverá atuar no sentido de regular a tensão do barramento V_{dc} em torno no seu ponto de operação, ou seja, 70V.

Realimentação do sistema: A amostra de tensão sobre o barramento V_{dc} será feita utilizando um divisor de tensão resistivo. Usando (4.117) como a referência do compensador $C_{V_{dc}}(s)$ e o valor nominal de tensão especificado na tabela 4.4, a malha de controle deverá apresentar um ganho de realimentação como mostrado em (4.118).

$$V_{refV_{dc}} = 4,0V. \quad (4.117)$$

$$H_{V_{dc}}(s) = \frac{V_{refV_{dc}}}{V_{V_{dc}}} \rightarrow H_{V_{dc}}(s) = \frac{4}{70} = 0,057. \quad (4.118)$$

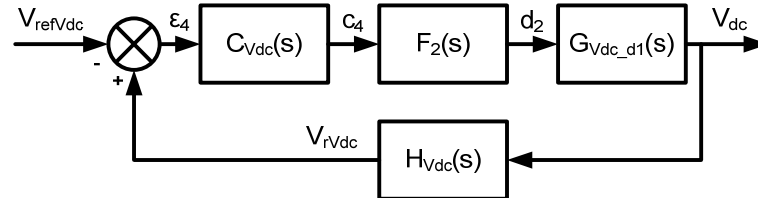


Figura 4.17 – Diagrama de blocos de controle para $C_{V_{dc}}(s)$.

Os valores de resistência a serem utilizados para a amostragem são encontrados a partir da seguinte equação:

$$H_{V_{dc}}(s) = \frac{R_{r_6}}{R_{r_5} + R_{r_6}}. \quad (4.119)$$

Arbitrando-se $R_{R5} = 10 \text{ k}\Omega$ e substituindo em (4.120), obtém-se:

$$R_{r_6} = 606,1\Omega. \quad (4.120)$$

Como o valor de resistência obtido não existe comercialmente, foram utilizadas duas resistências de tal forma que o valor equivalente delas fosse o mais próximo possível do encontrado em (4.120). Os resistores escolhidos são mostrados a seguir:

$$R_{r_{61}} = 560\Omega. \quad (4.121)$$

$$R_{r_{62}} = 47\Omega. \quad (4.122)$$

Modulador PWM: Assim como no projeto do compensador de corrente $C_{IL1}(s)$, o modulador PWM é implementado através do CI SG3525. Portanto, o ganho de modulação será o mesmo apresentado em (4.61), além dos valores de resistência e capacitância necessários para se obter uma frequência de modulação de 20kHz. É importante salientar que a referência do sinal PWM não é mesma do interruptor do conversor *buck* e, portanto, é necessário utilizar um circuito de comando que possua isolamento elétrica. O esquemático deste *driver* isolado encontra-se no Anexo 3.

$$F_2(s) = 0,4. \quad (4.123)$$

Função de transferência de malha aberta: Observa-se no diagrama de blocos da figura 4.17, que para esta planta em análise a FTMA é dada pela expressão (4.124).

$$FTMA_{V_{dc}}(s) = G_{V_{dc}-d_2}(s) \cdot H_{V_{dc}}(s). \quad (4.124)$$

O diagrama de Bode da FTMA é mostrado na figura 4.18 e observa-se que a curva de ganho para ambas apresenta um declive de aproximadamente -40 dB/década, com uma margem de fase de aproximadamente 50° , o que pode representar um sistema bastante oscilatório.

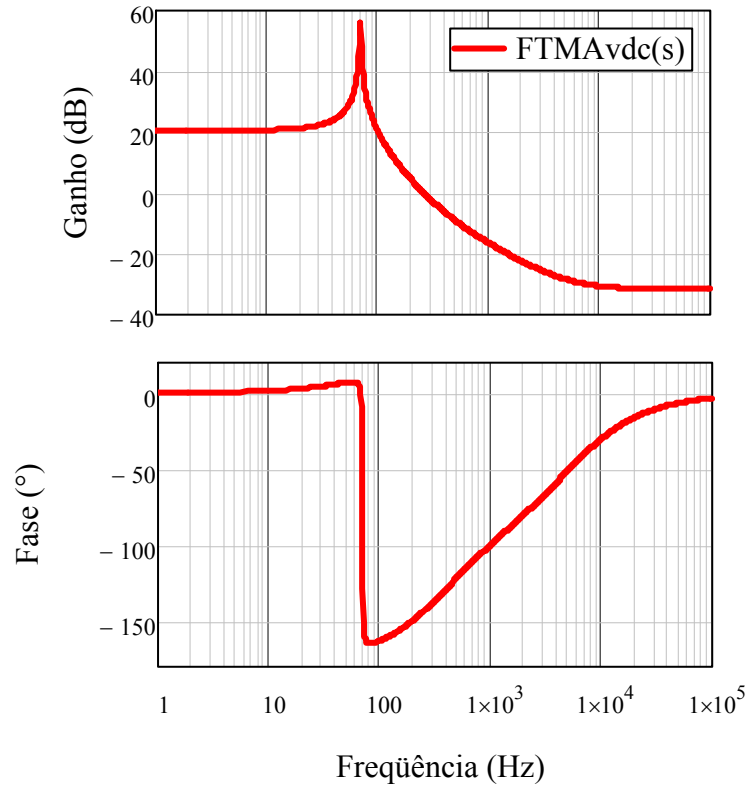


Figura 4.18 – Diagrama de Bode para a planta $FTMA_{vdc}(s)$.

Projeto do compensador: Deseja-se obter uma FTLA com frequência de cruzamento f_{c4} de pelo menos uma década abaixo da frequência de cruzamento f_{s2} . Deste modo, de acordo com as características do diagrama de Bode apresentado na figura 4.18 e com a frequência de cruzamento especificada no projeto, foi escolhido o compensador PID, mostrado na expressão (4.109).

$$C_{vdc}(s) = K_4 \cdot \frac{(s + Z_3) \cdot (s + Z_4)}{s \cdot (s + P_3)}. \quad (4.125)$$

Portanto, seja a seguinte frequência de cruzamento:

$$f_{c4} = \frac{f_{s2}}{20} \rightarrow f_{c4} = \frac{20 \cdot 10^3}{20} = 1,0 \text{ kHz}. \quad (4.126)$$

A frequência dos zeros são alocadas em torno da frequência de ressonância da planta:

$$f_{z_3} = 70 \text{ Hz}, \quad (4.127)$$

$$f_{z_4} = 70\text{Hz}. \quad (4.128)$$

A frequência do pólo é ajustada para compensar o zero devido à resistência intrínseca do capacitor. Portanto, esta frequência é alocada cinco vezes acima do valor de f_{z_3} :

$$f_{p_3} = 5 \cdot f_{z_3} \rightarrow f_{p_3} = 350\text{Hz}. \quad (4.129)$$

Com os valores de frequência obtidos em (4.127) a (4.129) é possível encontrar numericamente os zeros e o pólo do compensador, como mostrado nas expressões (4.130) a (4.132).

$$Z_3 = 2\pi f_{z_3} \rightarrow Z_3 = 439,9 \text{ rad/s}, \quad (4.130)$$

$$Z_4 = 2\pi f_{z_4} \rightarrow Z_4 = 439,9 \text{ rad/s}, \quad (4.131)$$

$$P_3 = 2\pi f_{p_3} \rightarrow P_3 = 2,2 \times 10^3 \text{ rad/s}. \quad (4.132)$$

O valor adicional necessário para que a FTLA em análise alcance a frequência de cruzamento desejada é dada por (4.133), e conseqüentemente por (4.134).

$$H_4 = 20 \cdot \log |FTMA_{v_{dc}}(2\pi f_{c_4})| \rightarrow H_3 = -16,39\text{dB}, \quad (4.133)$$

$$K_4 = 10^{H_3/20} \rightarrow K_4 = 6,6. \quad (4.134)$$

O diagrama esquemático do compensador PID é mostrado na figura 4.19 e sua FT é fornecida através da equação (4.135).

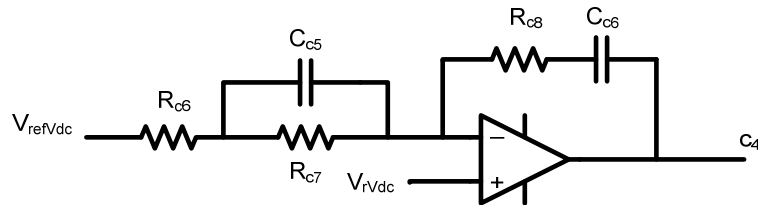


Figura 4.19 – Compensador PID utilizado no projeto da malha de tensão V_{dc} .

$$C_{v_{dc}}(s) = \frac{R_{c_8}}{R_{c_6}} \cdot \frac{\left(s + \frac{1}{R_{c_8} \cdot C_{c_6}}\right) \cdot \left(s + \frac{1}{R_{c_7} \cdot C_{c_5}}\right)}{s \cdot \left(s + \frac{R_{c_6} + R_{c_7}}{R_{c_6} \cdot R_{c_7} \cdot C_{c_5}}\right)}. \quad (4.135)$$

Os resistores e capacitores do compensador podem ser obtidos a partir da comparação entre as equações (4.125) e (4.135). Arbitrando-se o valor de R_{c_7} , obtêm-se os outros componentes do compensador. Os resultados são mostrados nas expressões (4.136) a (4.140). O diagrama de Bode do compensador projetado é mostrado na figura 4.20.

$$R_{c_7} = 33\text{k}\Omega, \quad (4.136)$$

$$Z_3 = \frac{1}{R_{c_7} \cdot C_{c_5}} \rightarrow C_{c_5} \approx 68nF, \quad (4.137)$$

$$P_4 = \frac{R_{c_6} + R_{c_7}}{R_{c_6} \cdot R_{c_7} \cdot C_{c_5}} \rightarrow R_{c_6} \approx 8,2k\Omega, \quad (4.138)$$

$$R_{c_8} = K_4 \cdot R_{c_6} \rightarrow R_{c_8} \approx 56k\Omega, \quad (4.139)$$

$$Z_4 = \frac{1}{R_{c_8} \cdot C_{c_6}} \rightarrow C_{c_6} \approx 39nF. \quad (4.140)$$

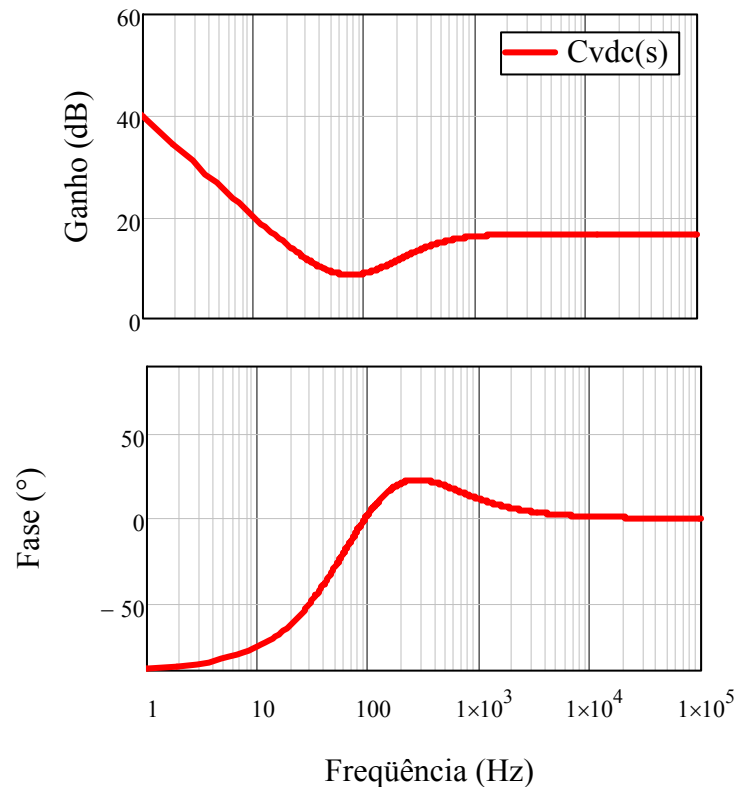


Figura 4.20 – Diagrama de Bode do compensador $C_{Vdc}(s)$ projetado.

Planta compensada: A FTLA do sistema pode ser obtida a partir da expressão apresentada em (4.141).

$$FTLA_{v_{bat}}(s) = C_{v_{bat}}(s) \cdot FTMA_{v_{bat}}(s). \quad (4.141)$$

O diagrama de Bode do sistema compensado é mostrado na figura 4.21. Observa-se que a frequência de cruzamento ocorre com a curva de ganho apresentando um declive de -20 dB/década, uma margem de fase de $91,6^\circ$ e margem de ganho infinita.

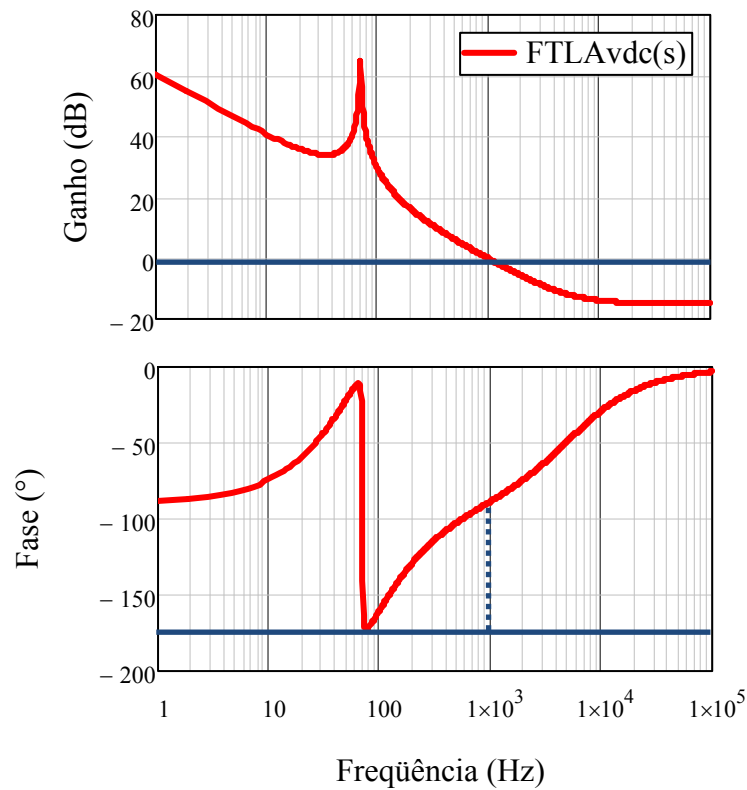


Figura 4.21 – Diagrama de Bode para a planta compensada $FTLA_{V_{dc}}(s)$.

4.6. SISTEMA SUPERVISÓRIO

O sistema supervisor fornece a referência para o sistema de controle, e possui primordialmente duas funções: o fornecimento da referência da tensão de saída e fornecimento da referência de corrente através da utilização de um algoritmo de MPPT. Outras funções do sistema supervisor são: o monitoramento do nível de carga nas baterias; a escolha do modo de carregamento das baterias (carga ou equalização); e a quantidade de baterias a serem carregadas.

Para a implementação deste sistema de supervisão, é necessário utilizar algum dispositivo de processamento digital que seja capaz de medir os sinais analógicos e convertê-los em sinais digitais. Neste trabalho, é utilizado um microcontrolador (μC) da família PIC da Microchip.

A seguir são apresentadas algumas das principais características do microcontrolador utilizado, além de uma breve descrição do algoritmo de supervisão implementado.

4.6.1. Microcontrolador PIC 16F877A

No geral, os μ Cs PIC possuem arquitetura baseada na *Havard* com conjunto de instruções reduzidas (*Reduced Instruction Set Computing* - RISC). Mais especificamente, o PIC 16F877A[40], com o diagrama de pinos apresentado na Figura 4.22, possui como principais características:

- Conjunto de instruções reduzidas (apenas 35 instruções);
- Alta velocidade de operação com frequências de até 20MHz (5 Milhões de instruções por segundo - MIPS);
- 8 kwords de memória de programa FLASH;
- 368 bytes de memória de dados RAM;
- 256 bytes de memória de dados EEPROM;
- Proteção de código programável;
- Tensão de operação de 2,0 a 5,0V;
- 5 portas com pino de I/O com corrente de até 20 mA;
- 14 interrupções;
- Programação serial *In-Circuit* (*In Circuit Serial Programming* - ICSP) via dois pinos;
- Modo *Sleep* para economia de energia;
- 1 temporizador/contador de 8 bits com *prescaler*;
- 1 temporizador/contador de 8 bits com *prescaler* e *postescaler*;
- 1 temporizador/contador de 16 bits com *prescaler*;
- 2 módulos CCP (*Capture, Compare, PWM*) com resolução de 10 bits para o modo de operação em PWM;
- Módulo de conversão analógica/digital (AD) com resolução máxima de 10 bits e até 8 canais para a realização da conversão;
- Comunicação serial síncrona (*Synchronous Serial Port* - SSP);
- Comunicação serial assíncrona (*Universal Synchronous Asynchronous Receiver Transmitter* - USART);
- Comunicação paralela através do modo PSP (*Parallel Slave Port*)

O PIC 16F877A foi escolhido devido aos motivos explicados a seguir:

- Este μ C possui a quantidade de canais ADs necessários para leitura das variáveis utilizadas na implementação do sistema de MPPT e monitoramento do nível de

carga nas baterias. São utilizados no total três canais, um para a leitura da tensão de entrada do conversor *boost* V_i , outro para a leitura da tensão do banco de baterias V_{bat} , além de um terceiro para a leitura da corrente através das baterias I_{bat} ;

- O temporizador 2 é utilizado para configurar o período dos canais PWMs, enquanto que o temporizador 1 é utilizado para programar a atualização dos canais PWMs e para verificar e medir o nível de carga nas baterias, através da interrupção por estouro de contagem;
- Os dois canais PWMs disponíveis são utilizados para gerar as referências de corrente de MPPT i_{mpp} e tensão do banco de baterias $V_{refvbat}$;
- A porta B é utilizada como I/O de saída, juntamente com LEDs, como forma de interface para indicar o nível de cargas nas baterias;
- A porta C também é utilizada como I/O, no entanto com os pinos configurados como entrada, para programar o modo de operação do carregador (carregamento ou equalização);
- A programação *In-Circuit* é utilizada para facilitar a programação do μC ;

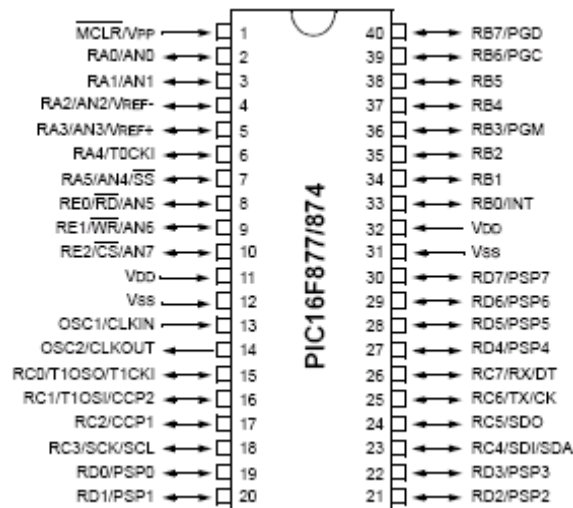


Figura 4.22 – Diagrama de pinos do microcontrolador Microchip PIC 16F877A [40].

A seguir, são mostradas as configurações realizadas para o correto funcionamento dos periféricos do μC utilizados no sistema de supervisão.

Temporizador 1: A configuração deste temporizador é realizada através do cálculo do período de contagem, dado pela expressão (4.145). O valor de contagem do temporizador 1 é utilizado como interrupção para atualização das referências dos compensadores e verificação do nível de carga.

$$T_{timer_1} = \frac{4 \cdot (PR1 + 1) \cdot TMR1_{pre}}{f_{osc}}. \quad (4.142)$$

Onde:

PR1: Registrador do período de contagem do temporizador (16 bits);

TMR1_{pre}: Pré-divisor programável do temporizador 1;

f_{osc}: Frequência de operação do μ C.

O *clock* de operação do μ C é implementado através de um cristal de 20MHz, portanto:

$$f_{osc} = 20MHz. \quad (4.143)$$

Considerando um período de contagem de 100ms, juntamente com um pré-divisor de 8 vezes, obtém-se a partir da expressão (4.145) o valor de *PR1* necessário para uma correta operação do temporizador:

$$PR1 = 62499. \quad (4.144)$$

É importante atentar para o fato de que o temporizador 1 só funcionará quando os *flags* de interrupção global e habilitação de *TMR1* estiverem acionados.

Temporizador 2: A configuração deste temporizador é realizada através do cálculo do período de contagem, dado pela expressão (4.145). O valor de contagem do temporizador 2 é utilizada como base de período do módulo PWM.

$$T_{timer_2} = \frac{4 \cdot (PR2 + 1) \cdot TMR2_{pre}}{f_{osc}}. \quad (4.145)$$

Onde:

PR2: Registrador do período de contagem do temporizador (8 bits);

TMR2_{pre}: Pré-divisor programável do temporizador 2;

Para um período de contagem de 50 μ s, juntamente com um pré-divisor unitário, obtém-se a partir da expressão (4.145) o valor de *PR2* necessário para uma correta operação do temporizador:

$$PR2 = 249. \quad (4.146)$$

Para que o temporizador 2 funcione basta que o *flag* de interrupção global esteja acionado.

Canais PWMs: O número de pontos possíveis que determinarão a largura de pulso dos canais PWMs durante o funcionamento do algoritmo de supervisão é dado através da expressão (4.147).

$$d_{PWM} = \frac{T_{timer_2} \cdot f_{osc}}{(TMR2_{prescaler})} \rightarrow d_{PWM} = 1000. \quad (4.147)$$

Como já mencionado anteriormente, os canais PWMs do μC são utilizados para gerar as referências para o sistema de controle. Utilizando-se na saída dos canais PWMs filtros do tipo passa-baixa, consegue-se eliminar a componente alternada da forma de onda e obter como valor resultante um sinal médio contínuo. Com isso, elimina-se a necessidade de se utilizar um conversor digital/analógico (DA).

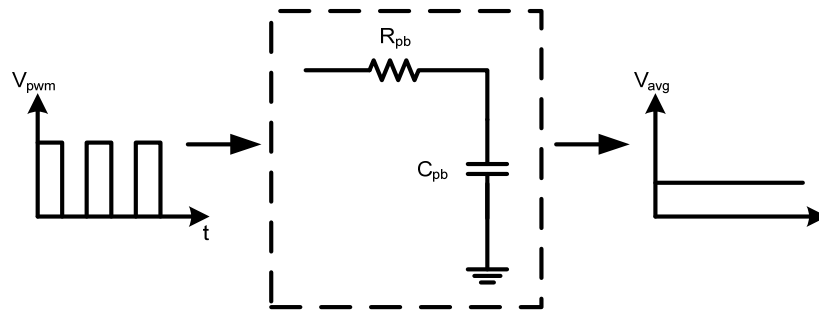


Figura 4.23 – Filtro passa-baixa utilizado na saída do canal PWM para a obtenção da referência do compensador.

A frequência do filtro deverá ser pelo menos uma década da frequência de operação do temporizador. Utilizando a frequência adotada em (4.148) e arbitrando-se o valor da resistência, obtém-se a capacitância de filtro. Os resultados são mostrados nas expressões (4.149) e (4.150).

$$f_{pb} = \frac{f_{timer_2}}{200} \rightarrow f_{pb} = \frac{20 \cdot 10^3}{200} = 100 \text{ Hz}, \quad (4.148)$$

$$R_{pb} = 4,7 \text{ k}\Omega, \quad (4.149)$$

$$f_{pb} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{pb} \cdot C_{pb}} \rightarrow C_{pb} \approx 330 \text{ nF}. \quad (4.150)$$

A configuração dos demais periféricos é realizada apenas através de comando e funções no corpo geral do programa a ser implementado no μC , não necessitando de nenhum cálculo adicional.

4.6.2. Algoritmo de supervisão

O fluxograma geral do algoritmo implementado para supervisionar o sistema é mostrado na figura 4.24, e consiste basicamente em realizar as configurações iniciais do núcleo e memória do microcontrolador, tais como os fusíveis internos e as bibliotecas a serem utilizadas no programa, além de configurar os periféricos a serem utilizados no sistema (EEPROM, Portas I/O, Conversores ADs, Temporizadores e PWMs). Toda a parte relacionada aos periféricos está inserida dentro do escopo principal do algoritmo.

Pode-se perceber que a quantidade de baterias a serem carregadas é abordada também nesta rotina do sistema supervisorio. O ajuste da razão cíclica para atualizar a referência de tensão é realizado automaticamente. Caso existissem mais baterias em série, bastaria inserir mais braços condicionais no laço com o fator multiplicador apropriado.

Pode-se verificar que após o ajuste da referência de tensão, realizada de acordo com a quantidade de baterias, o fluxograma entra em laço infinito. O algoritmo só sairá dessa condição quando ocorrer a interrupção devido ao estouro de contagem do temporizador 1, momento em que são atualizados os sinais de referência dos compensadores e é verificado o estado de carga das baterias. Após o tratamento da interrupção, o algoritmo retorna ao laço infinito, aguardando por uma nova interrupção.

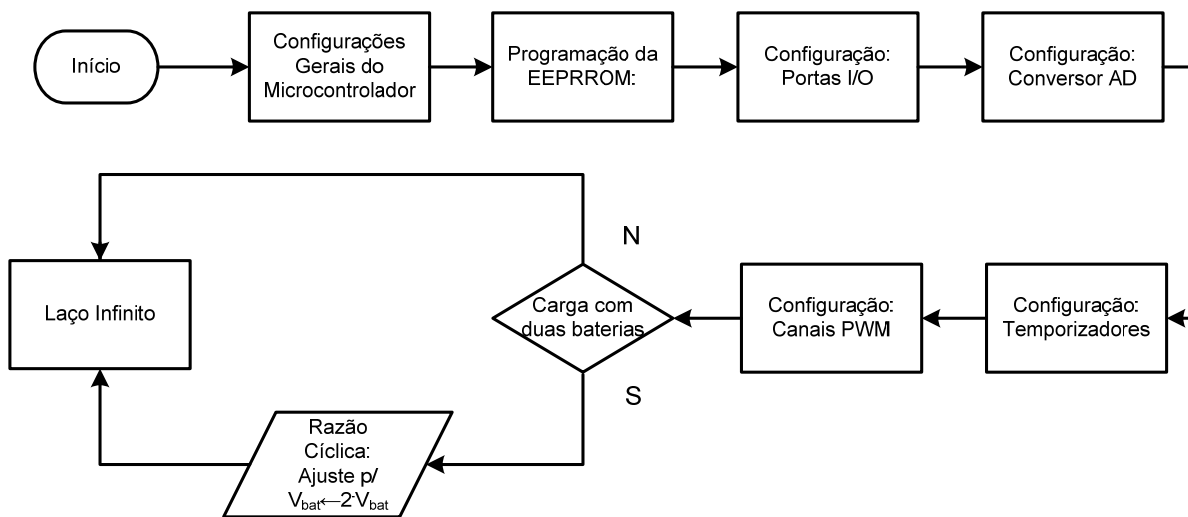


Figura 4.24 – Fluxograma geral do algoritmo supervisorio.

O fluxograma da rotina de tratamento de interrupção, que possui as funções de gerar as referências de tensão e corrente dos compensadores, é mostrado na figura 4.25. Como já dito anteriormente, as referências são geradas utilizando os canais PWM do microcontrolador, juntamente com filtros passa-baixas.

A primeira função, que é a geração da referência da tensão de saída, possui prioridade para que se possa evitar a redução na vida útil da bateria devido à sobretensão. Esta função é implementada de acordo com o método de carga estabelecido no Capítulo 3 e está representada logicamente na figura 4.25 através dos dois laços condicionais. Nesse modo de operação, o conversor regula a tensão nas baterias, reduzindo a tensão de entrada, e conseqüentemente a rotação da máquina, saindo do ponto de máxima transferência de potência (MPP). O limite adotado para a escolha da regulação de tensão (carregamento ou equalização) das baterias é ajustada de acordo com os dados do fabricante [27]. Quando a

tensão nas baterias atinge o valor limite e a corrente através delas é mínima (2% da capacidade nominal), a referência de tensão é ajustada para o valor de flutuação (3º estágio).

A segunda função, que é a geração de referência de corrente utilizando um sistema de MPPT, representada basicamente pelo bloco intitulado “Tabela de Pesquisa EEPROM”, consiste em regular a corrente média através do indutor do conversor *boost* para que este opere em MPP, por meio de um algoritmo de MPPT, uma função interpoladora ou uma tabela de pesquisa.

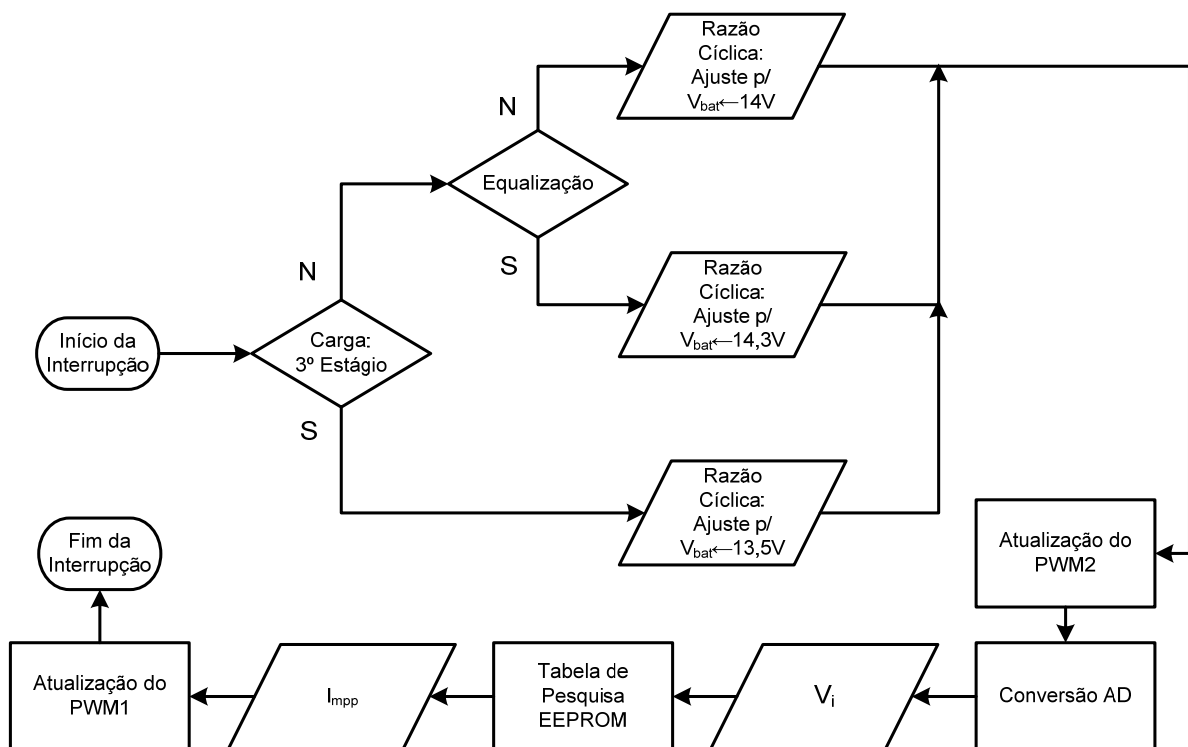


Figura 4.25 – Fluxograma da rotina que fornece as referências dos compensadores.

Os algoritmos de MPPT mais comuns utilizam técnicas de Perturbação e Observação (P&O), como em [10] e [16]. Existem outros métodos que utilizam técnicas mais sofisticadas como o proposto em [41], onde se utilizam sistemas inteligentes. Soluções utilizando funções interpoladoras são eficientes e robustas, embora sejam limitadas para uma turbina específica. Uma maneira de implementar uma função interpoladora $i_{mpp}(v_i)$, onde v_i é a tensão de entrada ou do barramento cc, é obter um conjunto de pontos para interpolação, através da simulação de aerogeradores. Variando a tensão de saída do retificador, através da utilização de uma fonte de tensão controlada no lugar da bateria para uma determinada velocidade do vento, obtém-se uma determinada potência. Quando esta potência máxima é atingida, a tensão de entrada e a corrente através do indutor são obtidas e utilizadas na interpolação. Uma tabela de pesquisa é a forma mais simples de se desenvolver um sistema de MPPT. A corrente de

referência, pré-estabelecida em uma tabela de pesquisa, é ajustada de acordo com a tensão de entrada medida. Neste trabalho, é utilizada a tabela de pesquisa como forma de se comprovar o sistema de MPPT do carregador de baterias.

4.7. CONSIDERAÇÕES FINAIS

O projeto do carregador de baterias foi apresentado, e consistiu em calcular os valores teóricos necessários para a correta especificação dos componentes de cada conversor. Os semicondutores foram especificados a partir dos esforços de tensão e corrente calculados, além da observação de características como resistência intrínseca e tensão de limiar, por exemplo, para que seja possível atenuar perdas por comutação e condução. Com isso, espera-se garantir que o rendimento global do carregador de baterias seja próximo ou superior ao especificado em projeto. A quantidade de capacitores foi especificada para suportar a corrente eficaz calculada, necessária para garantir o nível cc desejado, além de proporcionar uma resistência equivalente mínima, para evitar ondulações de tensão elevadas que possam comprometer fisicamente os semicondutores e as baterias.

Os projetos de controle, juntamente com seus respectivos diagramas de Bode, foram apresentados, para que fosse possível uma melhor compreensão da dinâmica de cada planta a ser compensada. Os modelos desenvolvidos são naturalmente estáveis, mas devido ao processo de deterioramento de componentes e às perturbações e ruídos externos, o sistema poderá sofrer com oscilações bruscas ou apresentar erro estático, especialmente as plantas $G_{V_{bat_Vi}}(s)$ e $G_{V_{dc}}(s)$, que não possuem naturalmente um pólo na origem. Por isso, a inserção de compensadores nessas plantas é extremamente necessária.

Por fim, foi apresentado o microcontrolador utilizado para supervisionar o carregador de baterias, bem como todos os cálculos e especificações necessárias para o correto funcionamento do sistema. Optou-se por utilizar o microcontrolador 16F877A, por este apresentar os requisitos mínimos para o funcionamento do sistema supervisor, além de ser de fácil implementação. Pode-se observar através dos fluxogramas, que o algoritmo é bastante versátil quanto à quantidade de baterias a serem carregadas, sendo possível uma expansão do banco de baterias, caso o circuito de potência suporte. Além disso, o algoritmo, através da rotina de interrupção do temporizador, é capaz de atualizar o estágio do método de carga implementado, garantindo um carregamento eficiente. Com relação ao algoritmo de MPPT, optou-se por utilizar o método da tabela de pesquisa, que apresenta um esforço computacional

reduzido, quando comparado com os outros métodos, embora seja limitado a uma turbina específica.

CAPÍTULO 5

RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

As simulações computacionais objetivam avaliar e validar o comportamento do modelo do sistema proposto. Além disso, através de simulações é possível detectar possíveis falhas de projeto, possibilitando corrigir os erros com antecedência e garantir a eficiência e otimização do sistema em termos técnicos e econômicos.

Nesse capítulo, serão apresentados os resultados de simulação para o carregador de baterias projetado. Todas as simulações do sistema em estudo foram realizadas utilizando a ferramenta computacional PSIM. Em um primeiro momento, as simulações são feitas para comprovar a existência dos pontos de máxima potência para um gerador eólico. Depois, são realizadas simulações em regime estático e dinâmico de cada conversor que compõe o carregador de baterias. Por último, são realizadas as simulações do sistema completo, apresentando os dois modos básicos de operação, o sistema de MPPT e a regulação do banco de baterias.

5.1. OBTENÇÃO DA CURVA DE MÁXIMA POTÊNCIA DO GERADOR EÓLICO

Os circuitos da turbina eólica e do PMSG são apresentados nas figura 5.1 e figura 5.2, respectivamente, e foram implementados a partir das equações apresentadas no Capítulo 1.

Os valores utilizados no modelo da turbina são teóricos, já que este será apenas emulado nos ensaios experimentais. São utilizadas as seguintes especificações de raio da turbina e densidade do ar:

$$R = 0,505m. \quad (5.1)$$

$$\rho = 1,29 \frac{kg}{m^3}. \quad (5.2)$$

As constantes aerodinâmicas utilizadas, que caracterizam o coeficiente de potência da turbina, são semelhantes aos valores apresentados na seção 1.3, com algumas alterações necessárias para se obter as características desejadas de projeto.

O bloco J , apresentado na figura 5.2, representa o momento de inércia resultante da turbina e do PMSG, e foi estimado em $65 \cdot 10^{-3} \text{ kg/m}^2$, um valor bem típico para SEPPs. Ainda nesta figura, pode-se perceber que os terminais de saída do modelo estão configurados para permitir a conexão de cargas que trabalhem em delta, estrela, e com três fases independentes. Estão incluídos os valores de resistência e indutância própria e mútua da máquina, com

magnitudes de $0,5\Omega$, $3,35\text{mH}$ e $3,09\text{mH}$, respectivamente. Esses valores foram obtidos a partir de ensaios em uma máquina real com 7 pares de pólos, descritos em [3].

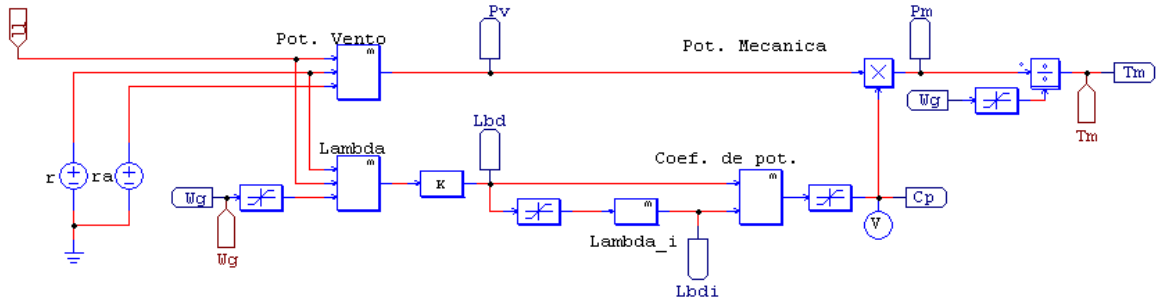


Figura 5.1 – Circuito implementado para a simulação da turbina eólica.

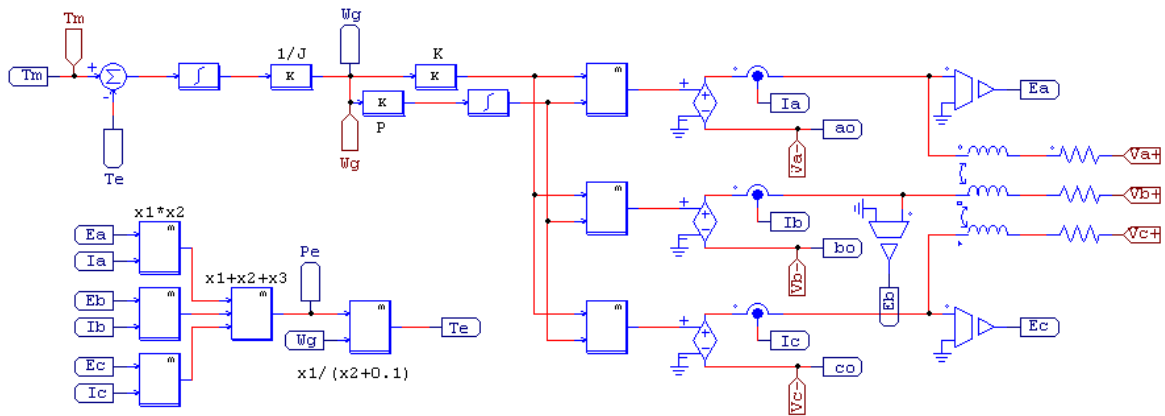


Figura 5.2 – Circuito implementado para a simulação do PMSG.

Com a modelagem da turbina e PMSG no ambiente de simulação, é possível realizar os ensaios para a obtenção da curva de MPP. A simulação é realizada através da adição de uma fonte de tensão controlada na saída do retificador, como mostra a figura 5.3. A fonte de tensão controlada determina uma variação em rampa da tensão no barramento cc de entrada V_i do conversor *boost*. Com a variação desta tensão retificada, também ocorre uma variação da impedância vista dos terminais do gerador e uma conseqüente variação da tensão de fase gerada. A variação da tensão de fase gerada determina uma variação da freqüência rotórica do gerador ω_m . Assim, observando a forma de onda da potência de saída, verifica-se a existência de um ponto em que a potência transferida para a saída é máxima. Este ponto de máxima potência ocorre numa tensão do barramento cc de saída ótima para cada velocidade do vento [3].

Na figura 5.4, é apresentado um exemplo de forma de onda da potência de saída para um determinado tempo de simulação. Foi adotada uma velocidade do vento de 12 m/s e a

tensão do barramento cc foi variada de 0 a 80V (intervalo suficiente para se observar a variação completa da potência) durante o período de simulação. Observa-se que a máxima potência de saída de 331W (potência gerada de 349,3W) ocorre aproximadamente para uma tensão de saída de 43,67V. Portanto, esta tensão é o valor ótimo para a resposta de velocidade do vento simulada. Os valores ótimos de tensão para várias velocidades do vento serão mostradas posteriormente.

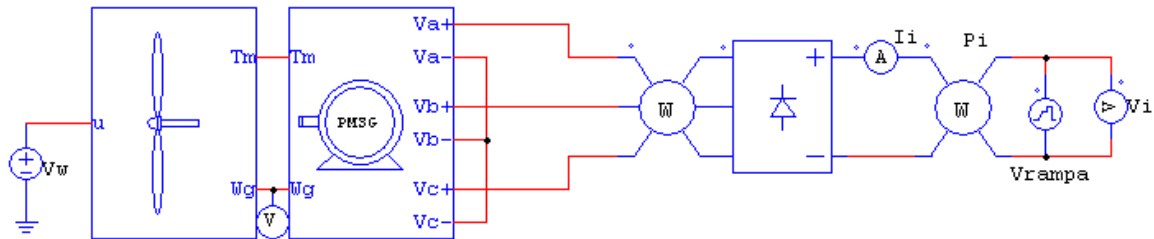


Figura 5.3 – Diagrama esquemático utilizado para a obtenção da curva de MPP.

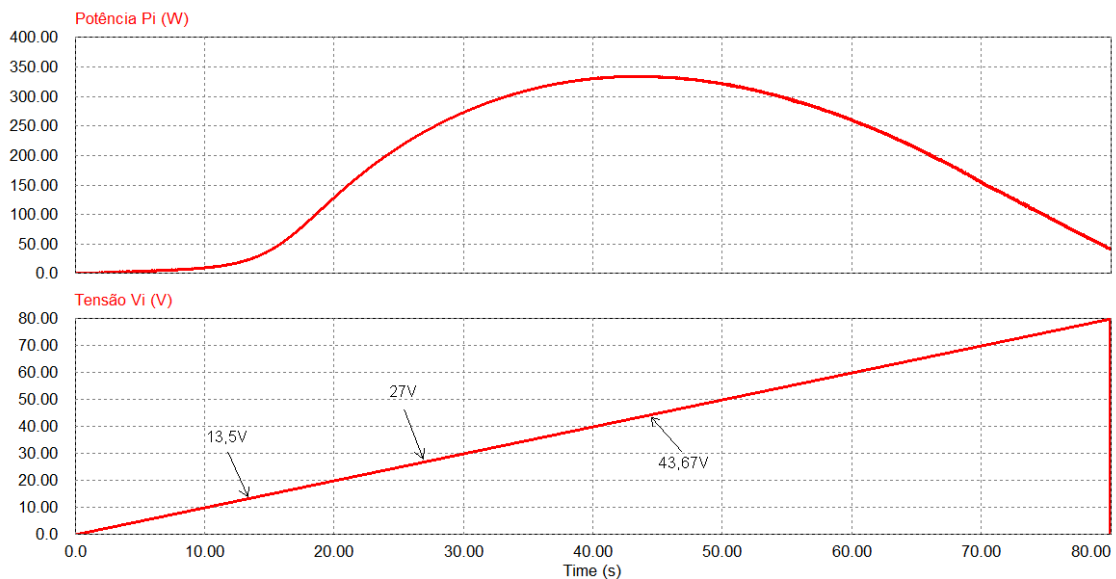


Figura 5.4 – Potência elétrica e tensão em rampa na saída da ponte de *Graetz*.

Outra análise importante no que se refere à figura 5.4 é a perda de potência na saída do sistema quando não se implementa um rastreamento do ponto de máxima potência (sistemas de velocidade fixa). Pode-se observar que, para a tensão de flutuação das baterias (13,5V e 27V) a potência transferida para a saída é de aproximadamente 24,9W e 241W, respectivamente. Isso significa que, caso o sistema composto por aerogerador e ponte retificadora alimente diretamente o banco de baterias, grande parte da potência gerada será

dissipada no gerador eólico-elétrico, devido ao atrito da turbina e principalmente às perdas ôhmicas (efeito Joule) para a velocidade de vento em análise (12 m/s).

O coeficiente de potência também é uma importante variável a ser observada, e sua forma de onda pode ser vista na figura 5.5. É interessante notar que a forma de onda do coeficiente de potência possui um formato parecido com a curva de potência de saída, porém os seus valores máximos ocorrem em instantes diferentes devido às perdas internas (principalmente as perdas ôhmicas) existentes na máquina e nos diodos.

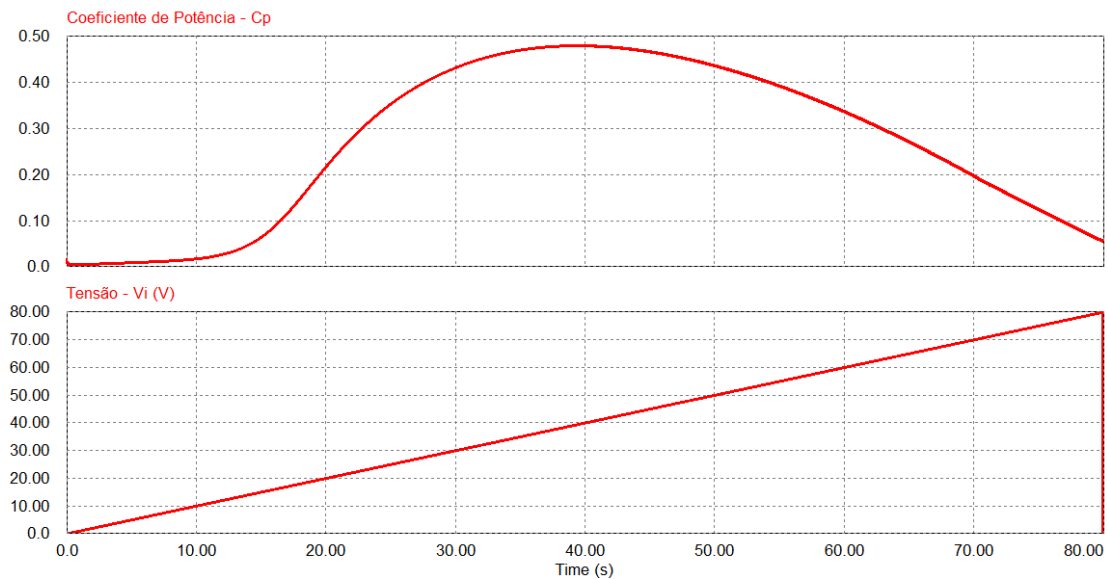


Figura 5.5 – Coeficiente de potência da turbina eólica e tensão em rampa na saída da ponte retificadora.

Como exposto previamente, para uma determinada velocidade do vento existe um valor máximo de potência. Portanto, foram realizadas simulações para diversas velocidades do vento (3 a 12 m/s) para a obtenção dos pontos de MPP do modelo de aerogerador. Através da aquisição desses pontos, é possível se obter as correntes de referência ótimas para regular o compensador de corrente do conversor *boost*. Os resultados obtidos são mostrados na tabela 5.1. O valor de C_p , embora não atinja o valor máximo possível devido a razões já mencionadas anteriormente, apresenta um valor bastante próximo do que é considerado ideal.

Na figura 5.6, é apresentada a curva de corrente ótima na entrada do conversor *boost*, encontrada a partir dos pontos obtidos na tabela 5.1. Pode-se observar que a curva traçada apresenta uma característica linear. Na implementação do gerador eólico-elétrico juntamente com o carregador de baterias, a corrente ótima através da indutância do conversor *boost* deverá ser atualizada de acordo com a curva em questão, para que ocorra a transferência máxima da potência.

Tabela 5.1 – Resultados de simulação para os pontos de máxima potência da turbina eólica.

u (m/s)	V_i (V)	P_i (W)	I_{opt} (A)	ω_g (rpm)	C_p
3	10,28	2,880	0,28	168,74	0,480
3,5	11,98	5,660	0,47	194,42	0,480
4	14,02	9,500	0,68	224,60	0,480
4,5	16,39	14,60	0,89	255,54	0,480
5	17,94	21,08	1,18	284,00	0,479
5,5	19,66	29,08	1,48	311,21	0,479
6	21,83	38,82	1,78	343,97	0,479
6,5	23,91	50,40	2,11	375,96	0,478
7	25,78	63,90	2,48	405,85	0,477
7,5	27,51	79,48	2,89	434,40	0,477
8	29,08	97,31	3,35	461,33	0,478
8,5	31,1	117,3	3,77	494,46	0,476
9	33,25	139,7	4,20	528,74	0,475
9,5	34,16	164,7	4,82	546,41	0,478
10	37,26	192,2	5,16	595,21	0,473
10,5	38,54	222,6	5,78	620,80	0,474
11	40,05	255,8	6,39	649,35	0,474
11,5	41,87	291,6	6,96	681,72	0,474
12	43,69	330,9	7,57	714,57	0,473

5.2. SIMULAÇÃO DO SISTEMA COMPLETO

A simulação do sistema completo é realizada com o objetivo de se verificarem os esforços dos componentes para o valor de potência nominal e comprovar o correto funcionamento dos dois modos básicos de operação do carregador de baterias. Na figura 5.7, é apresentado o esquemático desenvolvido para realizar as simulações, e estas foram divididas em duas partes: regime estacionário e regime transitório. Os resultados obtidos são apresentados e discutidos a seguir.

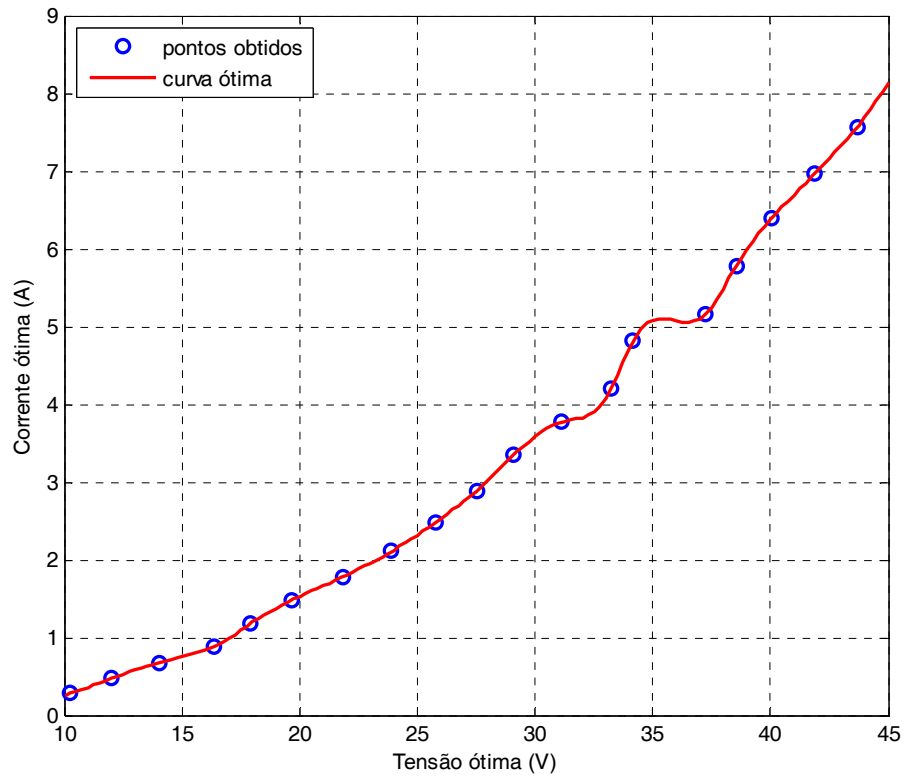


Figura 5.6 – Curva de corrente ótima utilizada no sistema de MPPT.

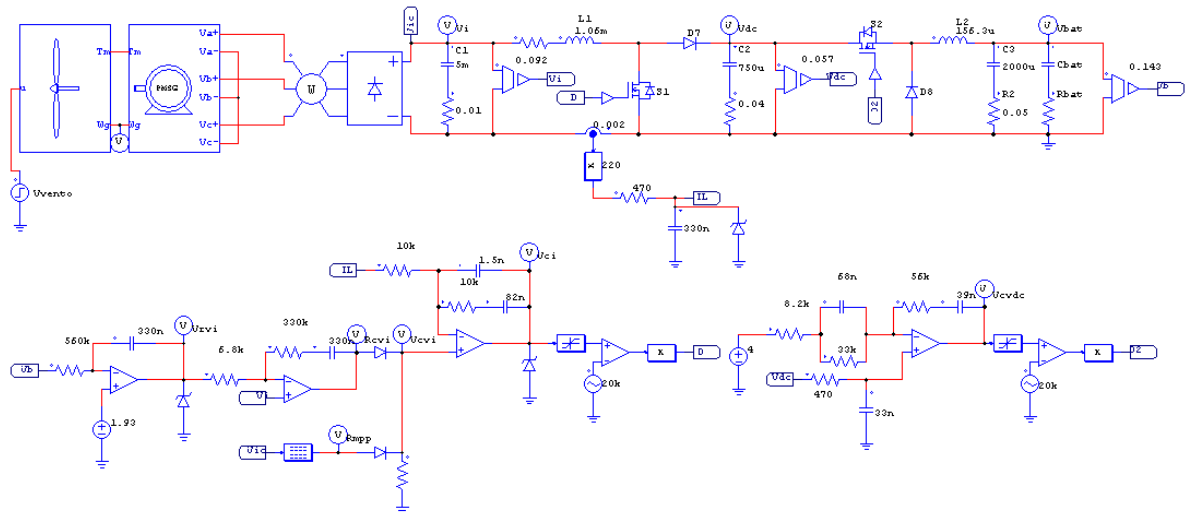


Figura 5.7 – Esquemático do sistema completo.

5.2.1. Simulação do sistema em regime estacionário

A simulação do sistema em regime estacionário é feita com o propósito de se verificarem os esforços de tensão e corrente nos componentes do carregador de baterias, com

este operando na sua potência nominal. Portanto, para a simulação, é utilizada uma velocidade do vento de 12 m/s, tendo-se como carga uma bateria descarregada com tensão mínima, ou seja, com uma tensão de 10,5V. Com isso, consegue-se a corrente máxima de operação para o conversor *buck*.

Na Figura 5.8, são apresentadas as formas de onda dos esforços de tensão e corrente para os componentes da ponte de *Graetz*. Como esperado, a tensão reversa sobre os diodos retificadores não é a máxima fornecida pelo PMSG, devido à necessidade de uma tensão direta de polarização. Portanto, a tensão máxima obtida para este componente é de 44,7V. Já as correntes máxima e média obtidas são respectivamente 25,6A e 2,54A, em conformidade com os valores calculados.

Ainda na figura 5.8, pode-se observar que a ondulação sobre o capacitor apresenta um valor máximo abaixo do especificado (10%). A corrente máxima (17,5A) encontra-se de acordo com o calculado, porém a corrente eficaz (9,45A) encontra-se acima do valor esperado. Essa diferença pode ter ocorrido devido ao fato do cálculo ser feito a partir de análise numérica. Como foi incluído no projeto um capacitor de polipropileno adicional, o banco capacitivo da ponte de *Graetz* não ficará comprometido fisicamente.

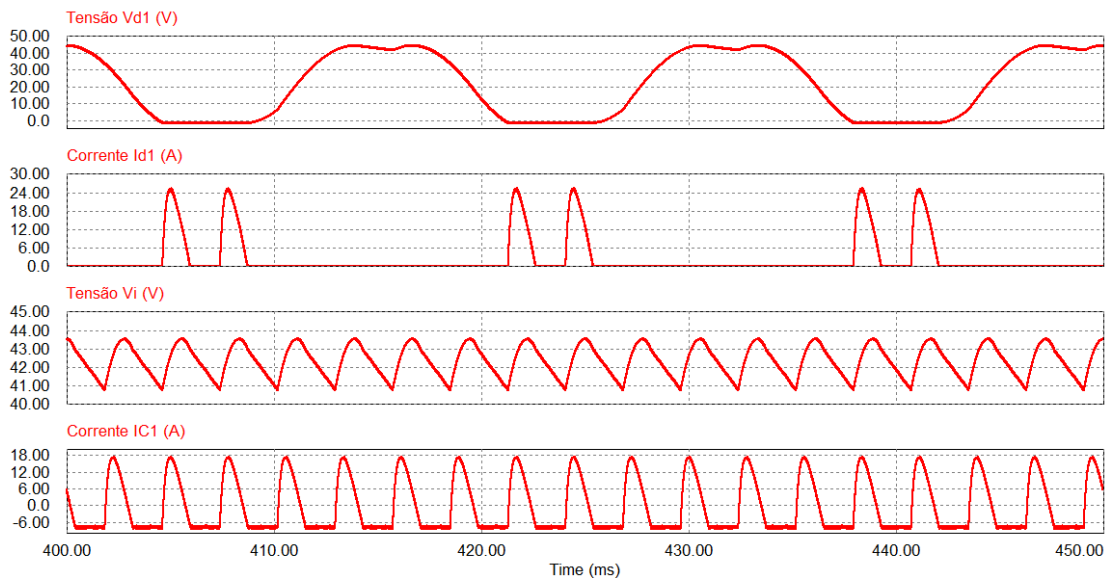


Figura 5.8 – Esforços de tensão e corrente para os componentes da ponte de *Graetz*.

Os esforços de tensão e corrente para os elementos armazenadores de energia do conversor *boost* são apresentados na figura 5.9. Os valores máximos de tensão para indutor são 43,0V e -30,0V, enquanto que sua corrente média (7,68A) e ondulação de corrente (inferior a 10%) estão aproximadamente iguais aos valores calculados.

Pode-se observar ainda na figura 5.9 que a corrente através do capacitor C_2 apresenta uma forma de onda com três patamares, devido ao fato da carga do conversor *boost* apresentar uma corrente pulsante, inerente à comutação do conversor *buck*. Logo, a corrente eficaz (12,19A) simulada apresenta-se acima do valor calculado, o que já era esperado em projeto.

Os esforços para os semicondutores do conversor *boost* são apresentados na figura 5.10. Observa-se que os valores máximos de tensão e corrente para ambos os semicondutores são 71,13V e 8,1A, respectivamente. A corrente média no diodo é de aproximadamente 4,52A, enquanto que a corrente eficaz no interruptor apresenta uma magnitude de 4,9A.

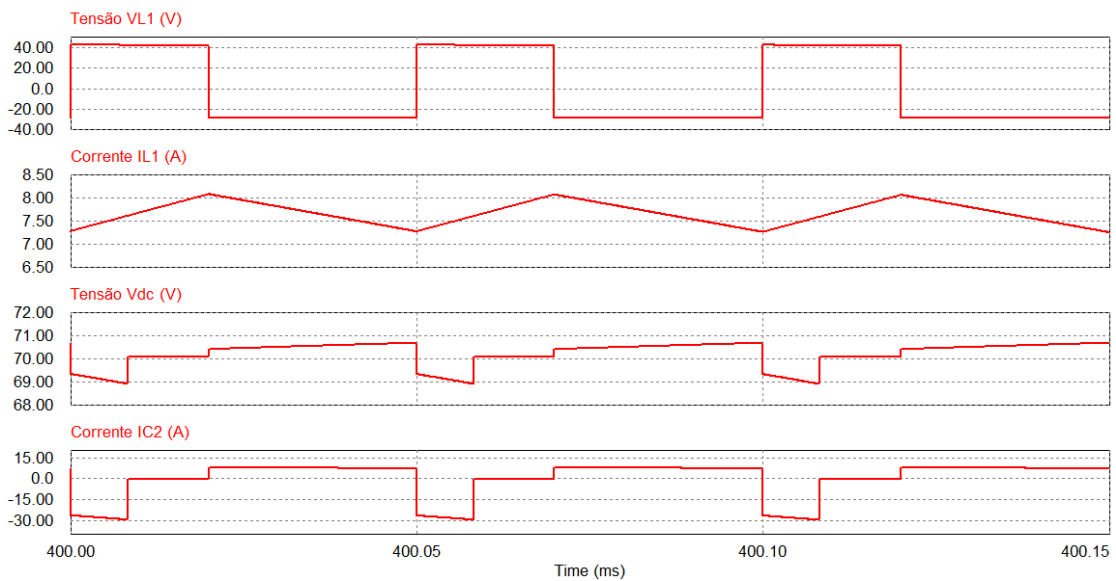


Figura 5.9 – Esforços de tensão e corrente para os componentes armazenadores de energia do conversor *boost*.

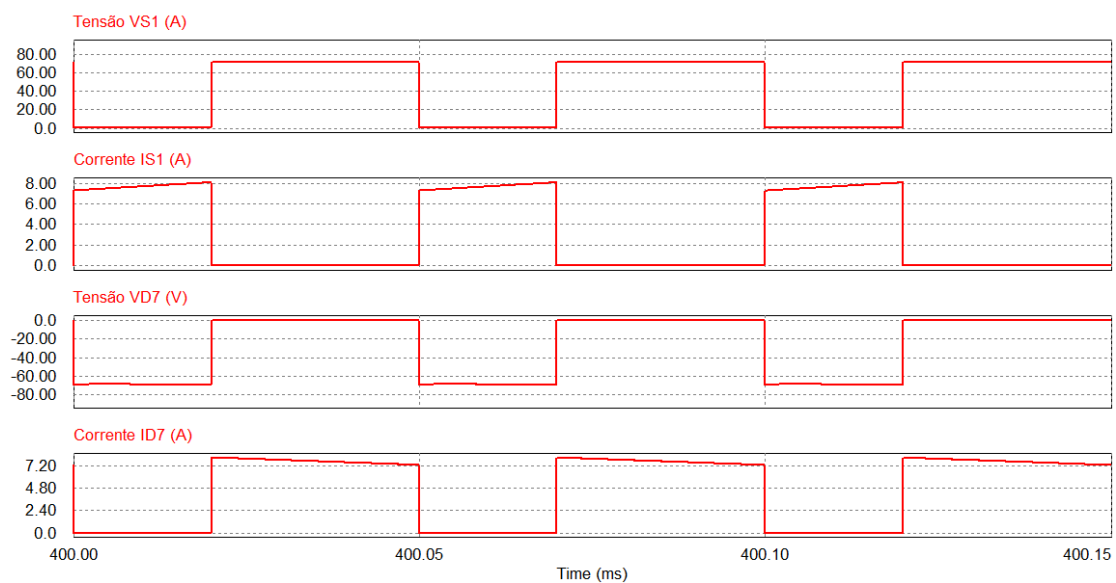


Figura 5.10 – Esforços de tensão e corrente para os componentes semicondutores do conversor *boost*.

Na figura 5.11, são mostrados os esforços de tensão e corrente para os elementos armazenadores de energia do conversor *buck*. Os valores máximos de tensão sobre indutor são 59,6V e -10,5V. A corrente média (27,8A) e ondulação de corrente (inferior a 10%) são aproximadamente iguais aos valores calculados.

A corrente eficaz no capacitor C_3 apresenta-se abaixo do valor calculado, igual a 0,3A, enquanto que a ondulação de tensão permanece inferior a 10%.

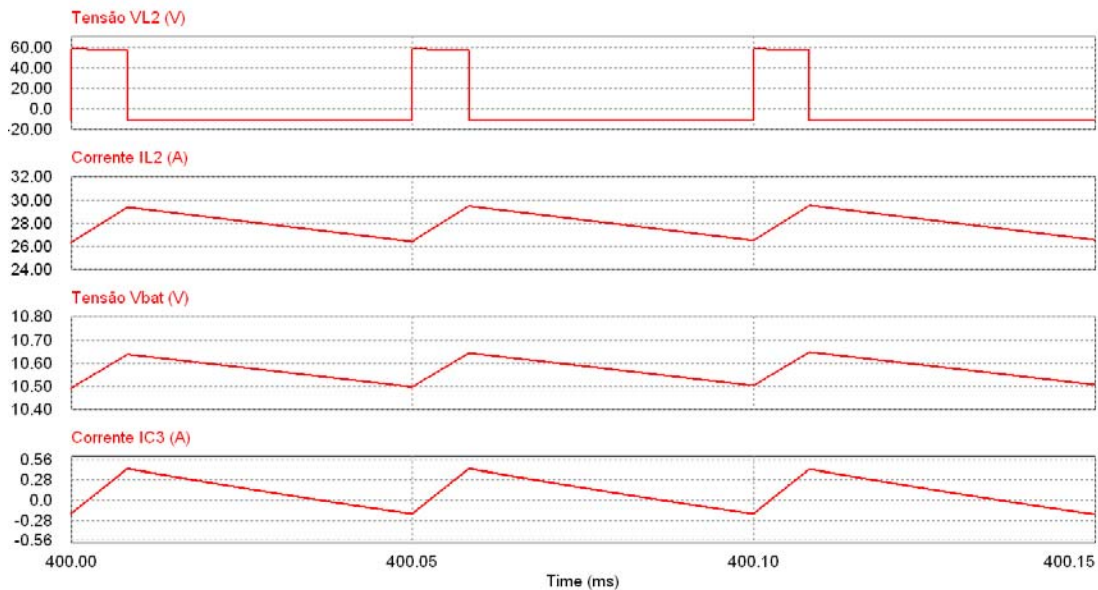


Figura 5.11 – Esforços de tensão e corrente para os componentes armazenadores de energia do conversor *buck*.

Na figura 5.12 são apresentados os esforços para os semicondutores do conversor *buck*. Observa-se que os valores máximos de tensão e corrente para ambos os semicondutores são 71,13V e 29,1A, respectivamente. A corrente média através do diodo é de aproximadamente 23,6A, enquanto que a corrente eficaz no interruptor é de 11,35A.

5.2.2. Simulação do sistema em regime transitório

Com o objetivo de verificar o desempenho dos compensadores e os dois modos de operação do carregador de baterias, são realizadas simulações do sistema em regime transitório. Considera-se o caso em que o banco de baterias é composto por uma única bateria, com tensão abaixo do valor de flutuação (13,0V). A referência do compensador é ajustada em 13,5V.

Na figura 5.13, é apresentada a simulação com a resposta da corrente através do indutor L_1 e da tensão do barramento V_{dc} para um degrau na referência do compensador de corrente $C_{IL1}(s)$. Com este degrau, é possível verificar a resposta dinâmica deste compensador, além da

resposta da malha de controle que regula a tensão do barramento $C_{Vdc}(s)$, pois consegue-se obter uma variação de 50% a 100% da potência de entrada do conversor *boost*, e consequentemente a mesma variação na entrada do conversor *buck*. Observa-se que a corrente apresenta um *overshoot* de aproximadamente 70%. Analisando o sinal de referência e utilizando o ganho de realimentação $H_{IL1}(s)$, constata-se que o erro estático para a corrente é desprezível. O mesmo pode ser verificado para tensão do barramento V_{dc} , que se manteve em torno de 70,0V, além de um sobresinal bastante reduzido.

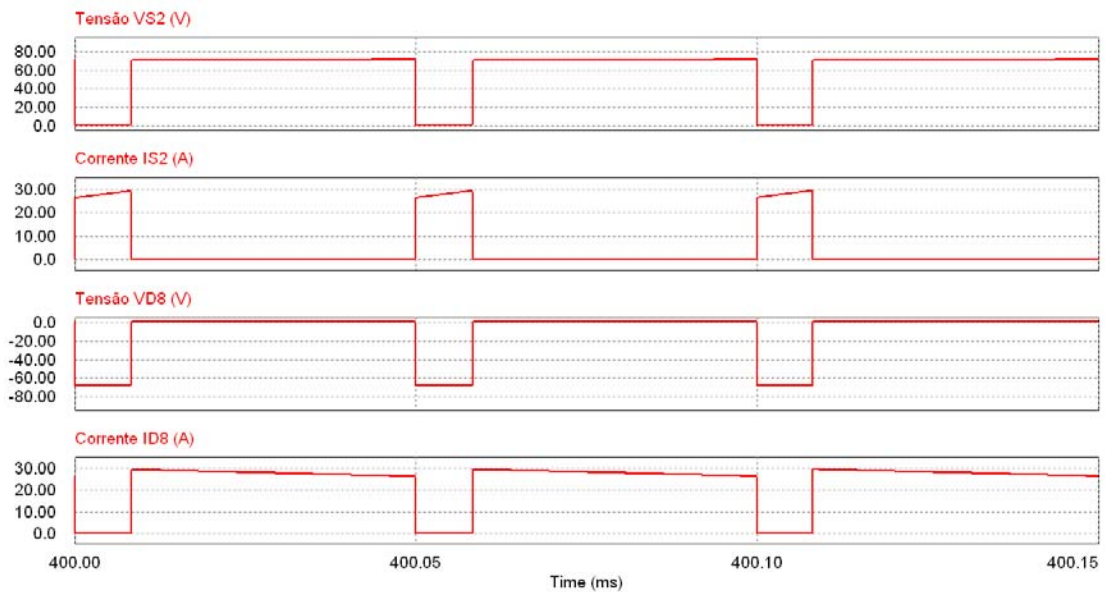


Figura 5.12 – Esforços de tensão e corrente para os componentes semicondutores do conversor *buck*.

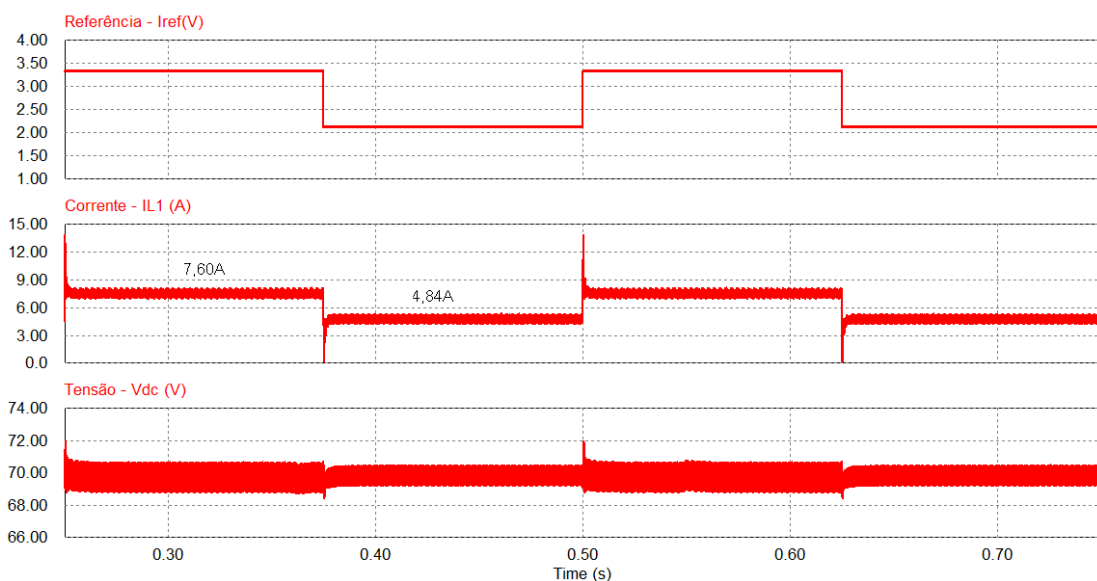


Figura 5.13 – Resposta de corrente através de indutor L_1 e tensão V_{dc} para um degrau na referência de corrente do compensador $C_{IL1}(s)$.

Na figura 5.14, é apresentado o modo de operação em MPPT, aplicando-se um degrau de velocidade do vento com variação de 4 para 6 m/s. Através da verificação da tabela 5.1, percebe-se que a atualização da referência do compensador ocorre corretamente e a resposta dinâmica do compensador é satisfatória. A tensão de barramento V_{dc} apresenta-se em torno de 70,0V. Percebe-se que a tensão nas baterias se eleva, mas não o suficiente para que regulação de tensão passe a comandar as ações de controle.

O modo de operação de regulação da tensão das baterias é mostrado na figura 5.15. Neste caso, é aplicado um degrau de velocidade do vento com variação de 8 para 10 m/s. Observa-se que anteriormente ao degrau o sistema está trabalhando no modo MPPT. Logo após o degrau, a tensão nas baterias ultrapassa o valor de referência do controlador, que passa a atuar compensando esta perturbação indesejável. Como a malha de controle da tensão de entrada V_i intermediária, mostrado na figura 3.13, atua realizando indiretamente a frenagem da máquina, a tensão de entrada do conversor reduz, e devido à conservação de energia, a corrente através do indutor eleva-se.

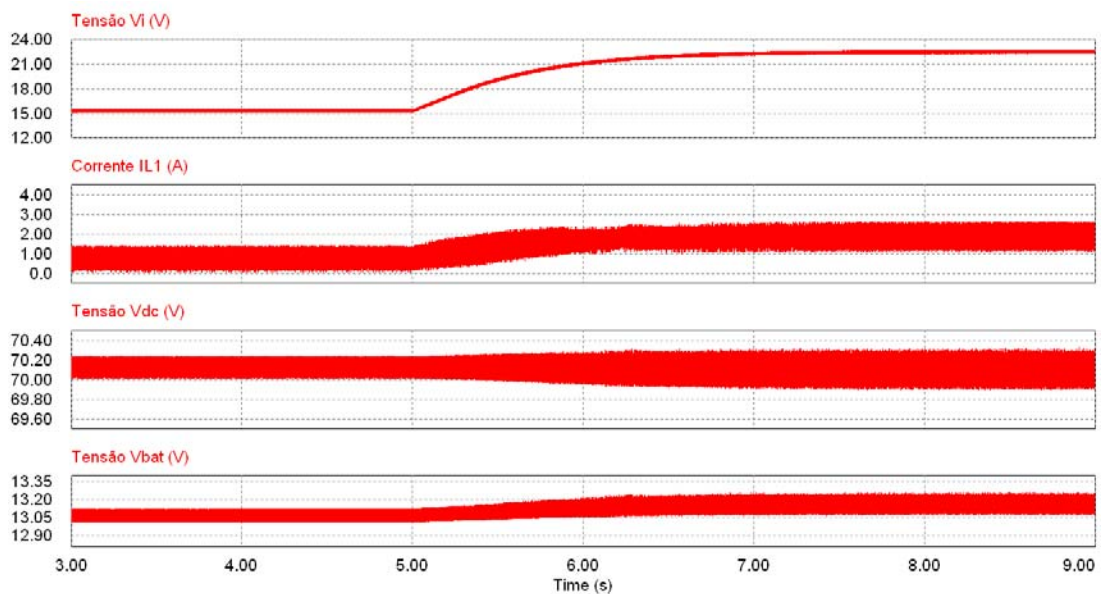


Figura 5.14 – Simulação do sistema completo: degrau de velocidade do vento (4 para 6 m/s).

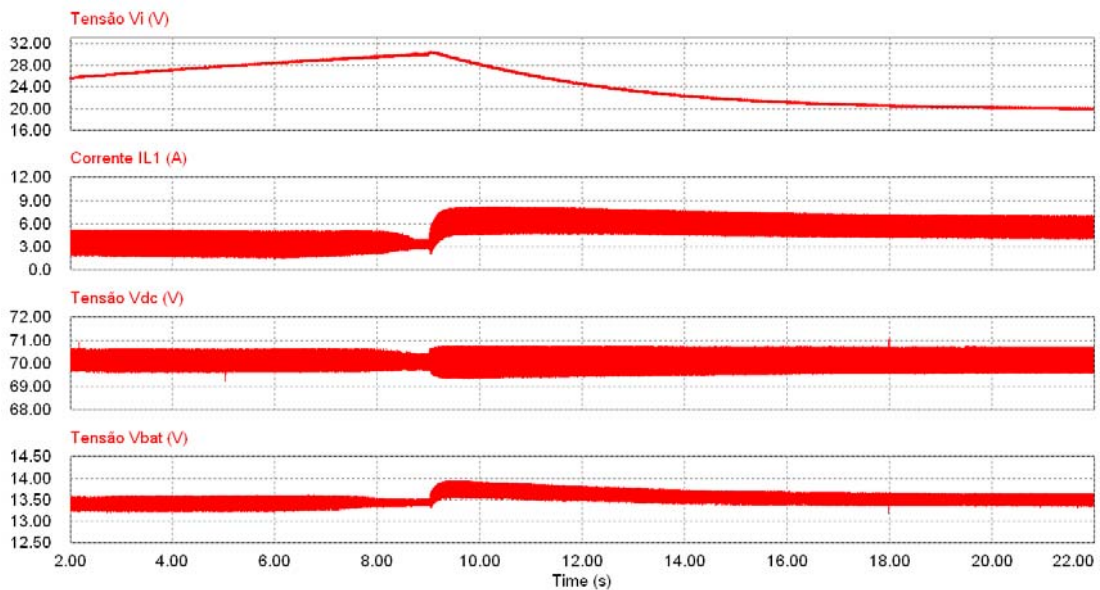


Figura 5.15 – Simulação do sistema completo: degrau de velocidade do vento (8 para 10 m/s).

5.3. CONSIDERAÇÕES FINAIS

As simulações necessárias para a análise e comparação com o circuito projetado foram apresentadas neste capítulo e foram divididas em duas partes. Na primeira parte, foi simulado o aerogerador para a obtenção dos MPPs, enquanto na segunda foi simulado o sistema completo para verificação dos esforços nos componentes e modos de operação do carregador de baterias.

Foi possível verificar e comprovar através das simulações do aerogerador, juntamente com a ponte de *Graetz*, que sempre existe um MPP para cada velocidade do vento, e que é de extrema importância utilizar sistemas de velocidade variável para evitar maiores perdas ao sistema. Constatou-se que o coeficiente de potência e a potência elétrica de carga apresentam máximos para tensões de carga diferentes, e assim um MPPT mais eficiente ocorrerá para um sistema que atue diretamente na observação das grandezas elétricas da carga.

A simulação do sistema completo foi feita primeiramente para verificar os esforços de tensão e corrente nos componentes para a potência nominal. Verificou-se que os resultados são próximos aos valores calculados no Capítulo 4, com exceção da corrente através do capacitor C_2 , devido à característica pulsante da corrente de entrada do conversor *buck*, o que eleva consideravelmente sua corrente eficaz.

Na sequência, foi verificada a dinâmica do carregador de baterias. Foram analisadas as respostas dos controladores de corrente $C_{IL1}(s)$ e tensão de barramento $C_{Vdc}(s)$, com ambos apresentando erro estático desprezível. Devido ao tempo de resposta rápido, o compensador

de corrente apresentou um sobresinal elevado no momento dos degraus, porém este comportamento era esperado, já que, para fins de análise, considerou-se uma variação brusca de velocidade do vento, o que na prática é incomum.

Os modos de operação do carregador de baterias foram simulados, sendo possível comprovar a correta regulação da tensão do banco de baterias e a funcionalidade da tabela de pesquisa utilizada como sistema de MPPT. Foi possível verificar que a corrente é ajustada quase imediatamente com a mudança da tensão de entrada do conversor *boost*. Já a regulação da tensão nas baterias é bem mais lenta, já que seu compensador foi projetado utilizando uma baixa frequência de cruzamento para não causar instabilidade nos controladores mais internos.

CAPÍTULO 6

RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Neste capítulo, são apresentados os resultados experimentais do carregador de baterias, até então estudado, projetado e simulado. A obtenção desses resultados é importante para que se possa comprovar e validar todo o estudo realizado.

São apresentadas as formas de onda do protótipo experimental em regime permanente, com os esforços de tensão e corrente dos componentes, e em regime transitório, com a dinâmica de alguns compensadores, além da operação do carregador de baterias regulando a tensão nas baterias e a corrente através do indutor *boost* para se obter a máxima transferência de potência.

Por fim, são apresentadas as curvas de rendimento parcial (ponte de *Graetz* e conversão cc-cc) e total para o carregamento implementado com uma ou duas baterias.

6.1. MONTAGEM EXPERIMENTAL DO SISTEMA COMPLETO

Na figura 6.1 é mostrado o protótipo do carregador de baterias projetado, composto basicamente por duas placas de circuito impresso, a unidade de controle e supervisão e o estágio de processamento de energia. A montagem experimental do esquema completo é apresentada na figura 6.2. Como não é possível realizar os ensaios experimentais com a turbina eólica em uma bancada de testes, foi utilizado em seu lugar um motor de corrente contínua e um variador de tensão para controlar a tensão de armadura, que está em série com uma resistência externa, com o propósito de tentar emular uma turbina e a variação de velocidade do vento, respectivamente.

O variador de tensão possui valores nominais de tensão e corrente de linha, de 220V e 6A, respectivamente. Como já dito anteriormente, o motor utilizado é de corrente contínua e do tipo monofásico, com rotação de 1800rpm, tensão e corrente de armadura de 220V e 9,1A, respectivamente. O gerador síncrono utilizado possui como características, potência de 700W, rotação de 1000 rpm, e tensão de pico de 60V.

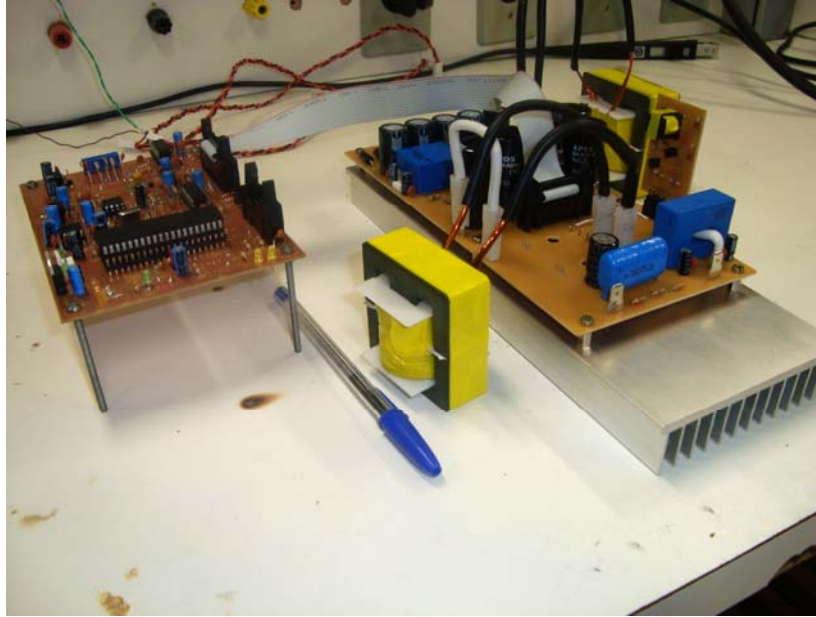


Figura 6.1 – Protótipo experimental do carregador de baterias projetado.

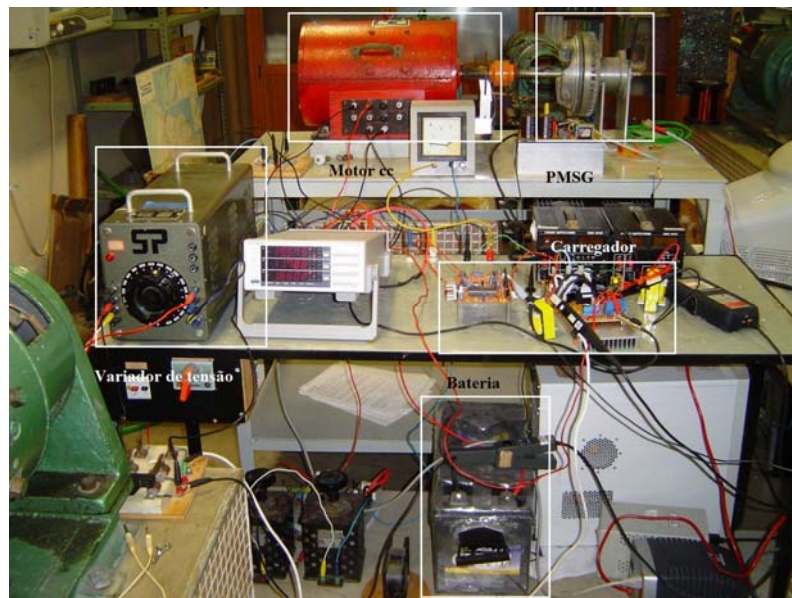


Figura 6.2 – Montagem experimental do esquema completo.

6.2. INSTRUMENTOS UTILIZADOS PARA OS ENSAIOS

Para a análise do sistema proposto, optou-se por descrever os resultados experimentais obtidos sob algumas condições de operação (valores mínimo, máximo e de flutuação de tensão para uma duas baterias, com variações de carga até seu valor máximo), garantindo assim a faixa de funcionamento do protótipo desenvolvido. Os resultados experimentais apresentados foram obtidos por meio dos equipamentos descritos na tabela 6.1.

Tabela 6.1 – Relação de equipamentos utilizados para a aquisição de resultados do protótipo experimental.

Equipamento	Função
Tektronix TDS5034B	Osciloscópio, medição de tensões e correntes
Tektronix TCPA300	Ponteira de corrente de 50A
Tektronix TCP202	Ponteira de corrente de 15A
Tektronix P5210	Ponteira de tensão diferencial de 2000V
Yokogawa WT130	Analizador de potência com 3 canais de corrente / tensão
Yokogawa PZ4000	Analizador de potência com 4 canais de corrente / tensão

6.3. ENSAIO DO CARREGADOR EM REGIME ESTACIONÁRIO

A verificação das formas de onda do sistema em regime permanente é importante para constatar se os conversores estão funcionando corretamente nos modos de operação projetados. Todas as formas de onda foram obtidas utilizando uma bateria como carga.

A figura 6.3 apresenta a tensão e a corrente de linha gerada. Estas formas de onda apresentam o formato não linear típico para uma máquina síncrona conectada a uma ponte de *Graetz*. As tensões eficaz e máxima para a tensão gerada são 35,5V e 46,6V, respectivamente. Já a corrente gerada apresenta um valor eficaz e máximo de 6,5A e 11,7A, respectivamente. Ainda nesta figura é apresentada a forma de onda da tensão sobre o diodo retificador. Os valores de tensão média e máxima para o diodo são 19,1V e 45,6V, respectivamente.

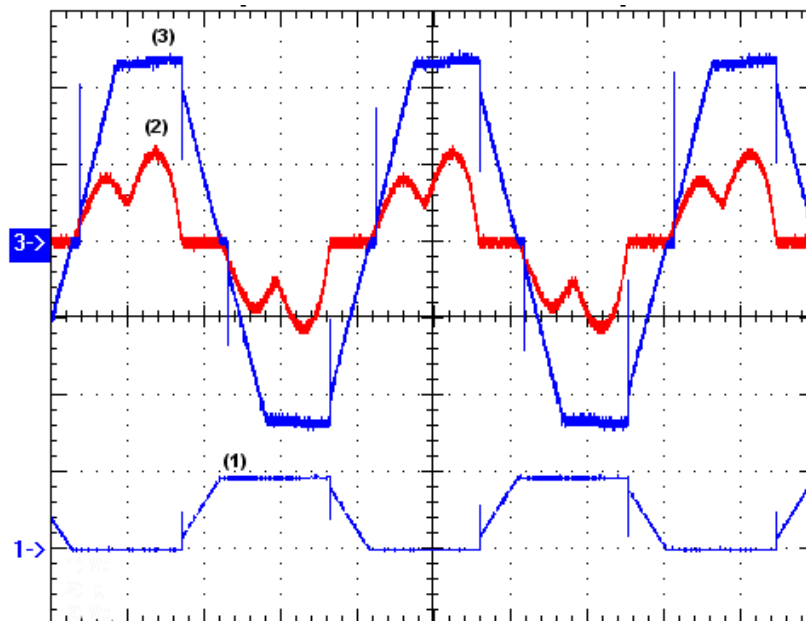


Figura 6.3 – Tensão sobre o diodo V_{D1} (1 - 50V/div - 4ms/div), corrente de linha I_g (2 - 10A/div - 4ms/div), e (3) Tensão de linha V_g (3 - 20V/div - 4ms/div).

As formas de onda da corrente através do indutor I_{L1} , tensão no interruptor V_{SI} , tensão no diodo V_{D7} e tensão de saída para o conversor *boost* são mostradas na Figura 6.4. Pode-se observar que o valor de tensão máxima para os semicondutores, que é o mesmo da tensão de saída, é de aproximadamente 68V. A corrente através do indutor (7,51A) e sua ondulação mantiveram-se dentro do valor especificado em projeto.

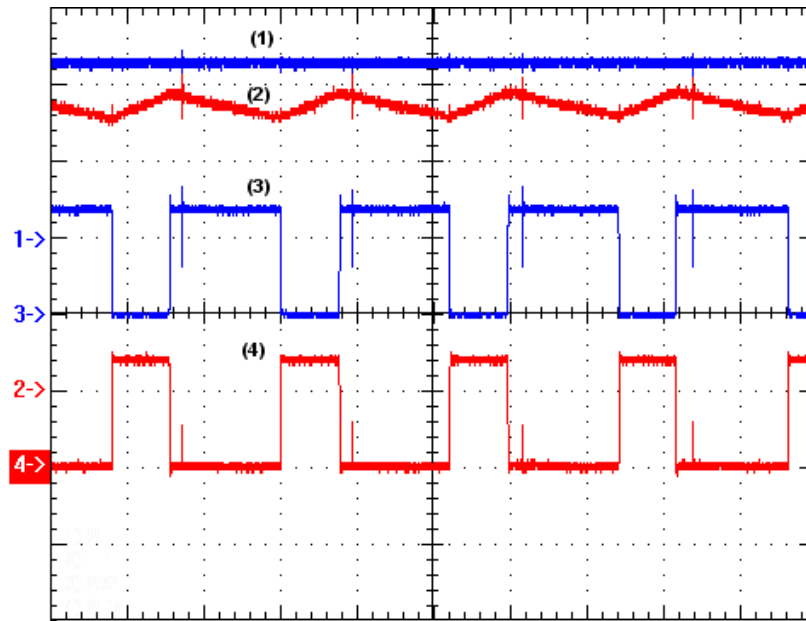


Figura 6.4 – Tensão de entrada V_i (1 - 50V/div - 20 μ s/div), corrente através do indutor I_{L1} (2 - 10A/div - 20 μ s/div), tensão no interruptor V_{SI} (3 - 50V/div - 20 μ s/div) e tensão no diodo V_{D7} (4 - 50V/div - 20 μ s/div).

A corrente através do indutor I_{L2} , tensão no interruptor V_{S2} , tensão no diodo V_{D8} e tensão de saída para o conversor *boost* são mostradas na figura 6.5. Observa-se que o valor de tensão máxima para os semicondutores, que é o mesmo da tensão de entrada, é de aproximadamente 68V. Este valor apresenta uma pequena diferença de aproximadamente 3% em relação ao valor considerado em projeto (70,0V), e ocorre devido ao uso de resistores de baixa precisão na medição deste sinal de realimentação. Nesta mesma figura, ainda é possível verificar que a corrente através do indutor é de aproximadamente 21,7A, e que sua ondulação se manteve dentro do valor especificado em projeto. Não foi possível obter o valor máximo de corrente através do indutor porque a bateria não estava totalmente descarregada.

Na figura 6.6 são apresentadas as formas de onda de tensão na bateria V_{bat} e corrente através da bateria I_{bat} . A tensão sobre a bateria é de 13,5V e observa-se a presença de sobretensões bruscas. No entanto, estas sobretensões são apenas ruídos provenientes da ponteira de tensão utilizada na medição. A corrente através das baterias apresenta o mesmo valor médio obtido para corrente através do indutor L_2 (21,7A), porém sem a ondulação

devido a atenuação imposta pelo filtro composto pela indutância e capacitância do conversor *buck*.

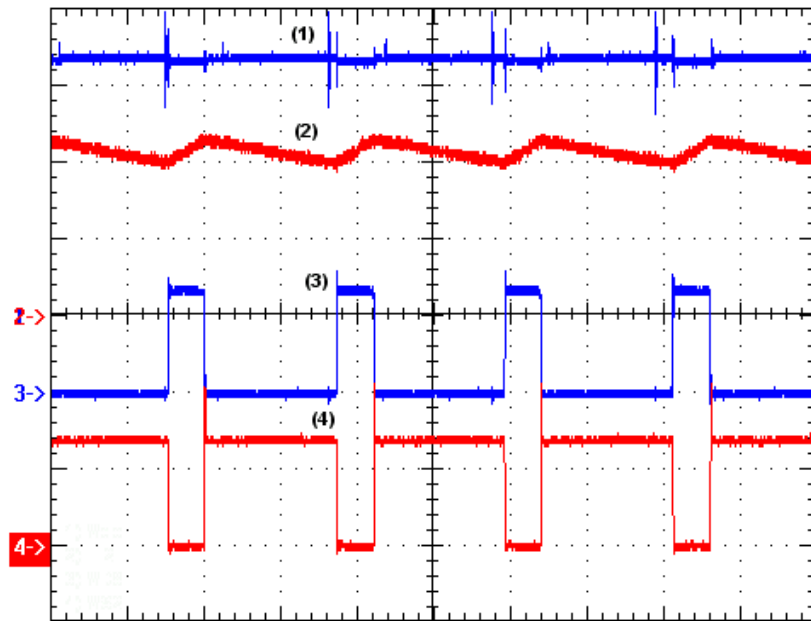


Figura 6.5 – Tensão de entrada V_{dc} (1 - 20V/div - 20 μ s/div), corrente através do indutor I_{L2} (2 - 10A/div - 20 μ s/div), tensão no diodo V_{DS} (3 - 50V/div - 20 μ s/div) e tensão no interruptor V_{St} (4 - 50V/div - 20 μ s/div).

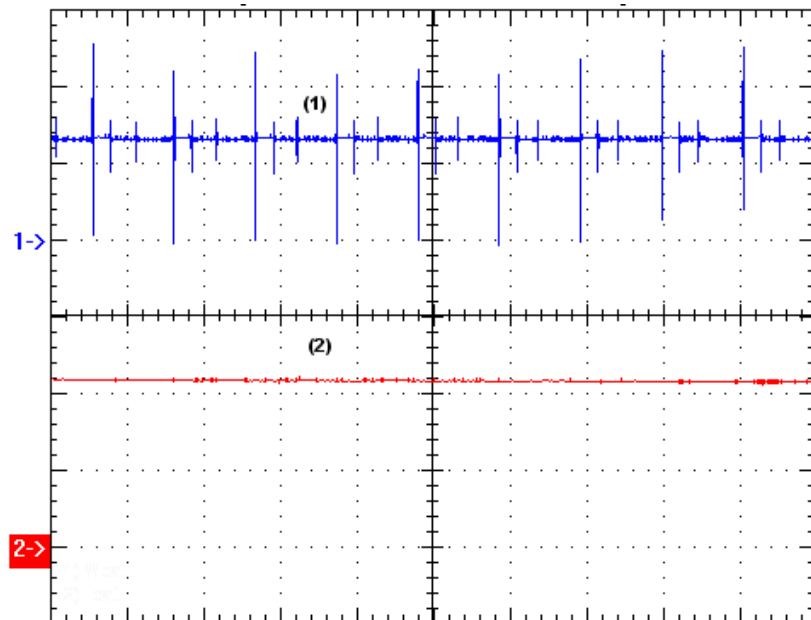


Figura 6.6 – Tensão sobre as baterias V_{bat} (1 - 10V/div - 40 μ s/div) e corrente através das baterias I_{bat} (2 - 10A/div - 40 μ s/div).

6.4. ENSAIO DO CARREGADOR EM REGIME TRANSITÓRIO

O ensaio do carregador em regime transitório é realizado para se verificar o desempenho dos compensadores e os modos básicos de operação do carregador de baterias. As formas de onda foram obtidas utilizando duas baterias como carga.

6.4.1. Desempenho dos compensadores

Na figura 6.5 é apresentada a resposta da corrente através do indutor L_I e da tensão do barramento V_{dc} para um degrau (2,11A para 4,20A, de acordo com a tabela 5.1) na referência do compensador de corrente $C_{IL_I}(s)$. É possível observar que a corrente apresenta um tempo de resposta rápido. Analisando o sinal de referência (valores: 1,23V e 2,16V) e utilizando o ganho de realimentação $H_{IL_I}(s)$, constata-se que o erro estático para a corrente é desprezível. O mesmo pode ser verificado para tensão do barramento V_{dc} que se manteve em torno de 67,8V.

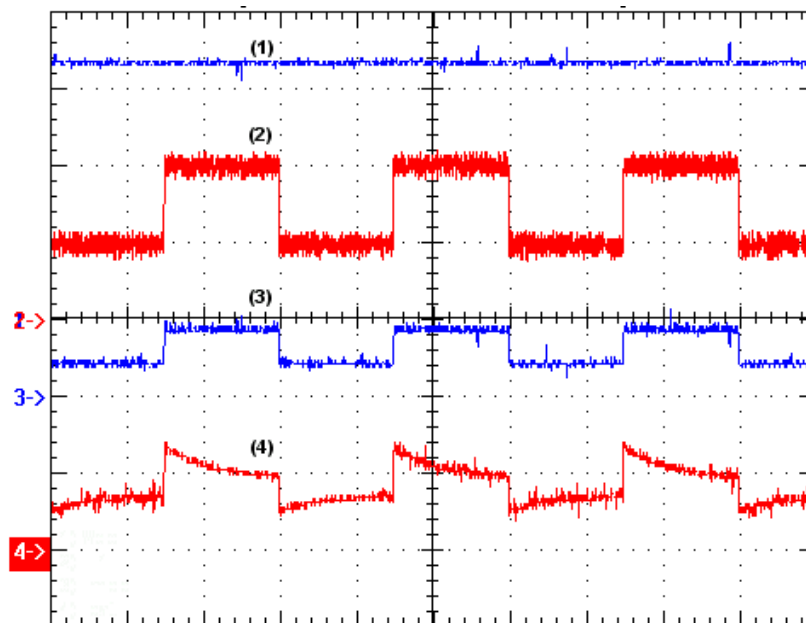


Figura 6.7 – Tensão do barramento V_{dc} (1 - 20V/div - 1s/div), corrente através do indutor I_{L_I} (2 - 2A/div - 1s/div), referência do compensador $C_{IL_I}(s)$ (3 - 2V/div - 1s/div) e corrente através da bateria (4 - 5A/div - 1s/div).

6.4.2. Ensaio de operação no ponto de máxima potência

O modo de operação MPPT é mostrado na figura 6.8. Observa-se uma variação discreta de corrente através do indutor para uma variação contínua da tensão de entrada. Isto ocorre porque o algoritmo de MPPT utilizado no protótipo é somente uma tabela de pesquisa. Como

o barramento V_{dc} é constante, a corrente através das baterias apresenta o mesmo formato da corrente de entrada do conversor *boost*.

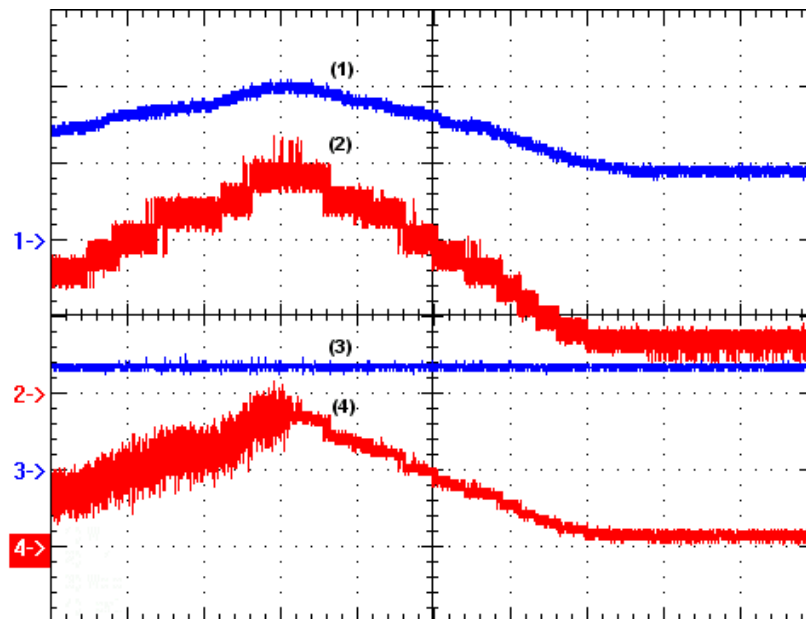


Figura 6.8 – Ensaio de MPPT: Tensão de entrada V_i (1 - 20V/div - 1s/div), corrente através do indutor I_{Ll} (2 - 2A/div - 1s/div), tensão do barramento V_{dc} (3 - 50V/div - 1s/div) e corrente através das baterias I_{bat} (4 - 5A/div - 1s/div).

Para verificar se o modo MPPT funciona corretamente, a velocidade mecânica da máquina cc foi variada para se obter valores de tensão de entrada V_i e corrente através do indutor I_{Ll} . Desse modo, é possível comparar os resultados simulados no capítulo anterior com os experimentais. Os resultados são expostos na tabela 6.2 e pode-se observar que os dados de corrente através do indutor e da potência de entrada do conversor *boost* obtidos apresentam erros bastante reduzidos quando comparados com os resultados de simulação. As únicas exceções são os três primeiros valores que apresentaram um valor de potência muito abaixo do esperado. Isto ocorre devido ao fato do ganho estático do conversor ser muito elevado para esses valores de tensão requerida, fazendo com que o conversor *boost* opere em MCD.

6.4.3. Ensaio no modo de regulação de tensão das baterias

A figura 6.9 apresenta o carregador no modo de regulação de tensão das baterias. A referência de tensão do banco de baterias foi escolhida para regular a tensão próximo do ponto de flutuação, definido em 25V (12,5 V por bateria). Inicialmente o sistema está trabalhando no modo MPPT, com a tensão de entrada V_i em aproximadamente 39V e a corrente através

das baterias I_{bat} em 8A Observa-se que em um determinado momento o sistema de controle altera o modo de operação do carregador para a regulação de tensão sobre as baterias, fazendo com que o aerogerador saia do ponto de máxima potência, reduzindo o nível de corrente através das baterias. A tensão de entrada V_i do carregador diminui e a rotação da máquina é reduzida, conseqüentemente. Após a atualização dos sinais de controle do sistema, os novos valores de tensão V_i e corrente I_{bat} em regime permanente são 29V e 6,5A, respectivamente.

Tabela 6.2 – Comparativo entre os resultados de simulação e experimentais.

u (m/s)	V_i (V) simulado	V_i (V) obtido	I_{L1} (A) simulado	I_{L1} (A) obtido	P_i (W) simulado	P_i (W) obtido
3,0	10,28	10,90	0,28	-	2,880	-
3,5	11,98	12,55	0,47	-	5,660	-
4,0	14,02	14,27	0,68	0,102	9,500	1,440
4,5	16,39	16,58	0,89	0,965	14,60	16,00
5,0	17,94	17,9	1,18	1,21	21,08	21,58
5,5	19,66	19,74	1,48	1,45	29,08	29,59
6,0	21,83	22,05	1,78	1,76	38,82	38,74
6,5	23,91	24,01	2,11	2,11	50,40	50,71
7,0	25,78	25,78	2,48	2,47	63,90	63,78
7,5	27,51	27,53	2,89	2,87	79,48	79,18
8,0	29,08	29,41	3,35	3,34	97,30	98,12
8,5	31,1	31,69	3,77	3,74	117,3	118,7
9,0	33,25	33,88	4,20	4,21	139,7	142,7
9,5	34,16	34,74	4,82	4,69	164,6	162,9
10,0	37,26	37,83	5,16	5,19	192,2	196,4
10,5	38,54	39,0	5,78	5,7	222,6	224
11,0	40,05	41,4	6,39	6,08	255,82	248,8
11,5	41,87	43,2	6,96	6,79	291,6	290,4
12,0	43,69	45,2	7,57	7,45	330,9	333,2

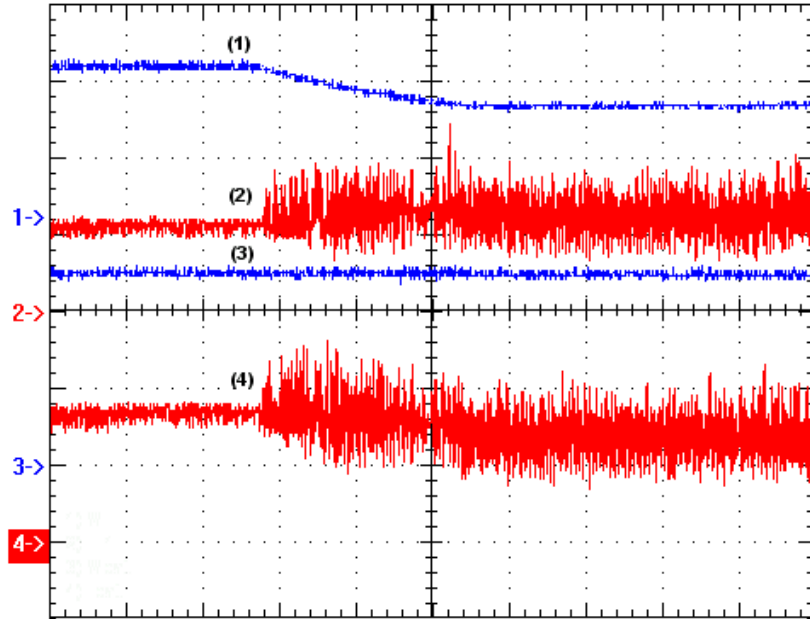


Figura 6.9 – Ensaio de regulação de tensão: Tensão de entrada V_i (1 - 20V/div - 4s/div), corrente através do indutor I_{Ll} (2 - 5A/div - 4s/div), tensão da bateria V_{bat} (3 - 10V/div - 4s/div) e corrente através das baterias I_{bat} (4 - 5A/div - 4s/div).

Um detalhe da figura 6.9 em escala reduzida, após o controle de tensão nas baterias atuar, é apresentado na figura 6.10. Percebe-se que a corrente através do indutor I_{Ll} torna-se mais oscilatória que anteriormente, o que indica a presença de uma componente de baixa frequência. Uma das explicações para isto se deve ao fato da ausência de um emulador de turbina controlado eletronicamente, desejável para manter a rotação e o torque característico da turbina implementada no modelo de simulação. Pode-se verificar através da simulação realizada no capítulo anterior (figura 5.15), que para o modo de regulação de tensão o sistema funcionou de forma satisfatória e com oscilações menores.

6.5. CURVAS DE RENDIMENTO DO CARREGADOR DE BATERIAS

A seguir, são apresentadas as curvas de rendimento para a ponte de *Graetz*, conversão cc-cc (conversores *boost* e *buck*) e rendimento global (cascateamento dos três estágios de conversão estática) obtidos para um carregamento com uma e duas baterias.

6.5.1. Curva de rendimento utilizando uma bateria como carga

Para a obtenção da curva de rendimento a partir da utilização de uma bateria como carga, o valor de potência equivalente a velocidade do vento de 12 m/s não foi coletado, pois o wattímetro utilizado na saída da bateria possuía capacidade máxima de corrente de 20A.

Também é importante salientar que a bateria não estava totalmente descarregada, e portanto, a corrente através das baterias sempre se manteve abaixo do valor máximo permitido.

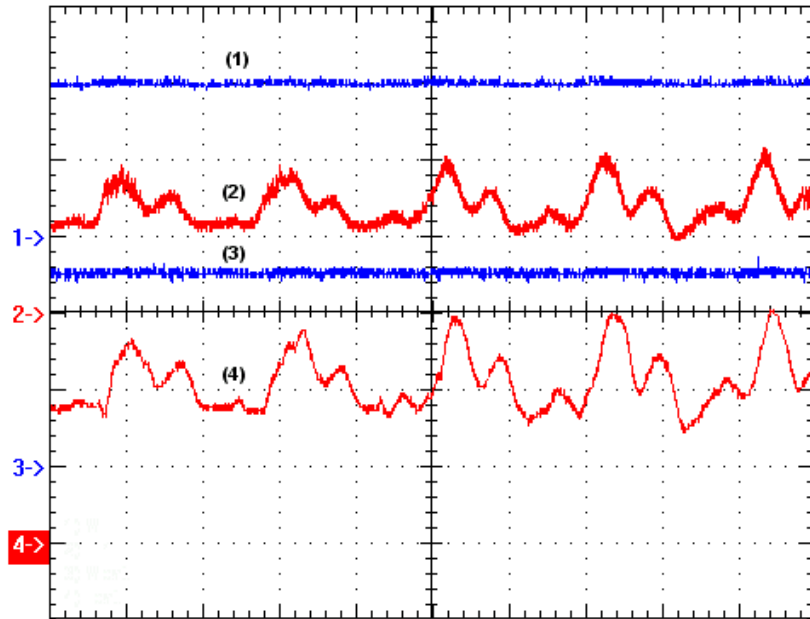


Figura 6.10 – Ensaio de regulação de tensão: Tensão de entrada V_i (1 - 20V/div - 4ms/div), corrente através do indutor I_{L_i} (2 - 5A/div - 4ms/div), tensão da bateria V_{bat} (3 - 10V/div - 4ms/div) e corrente através das baterias I_{bat} (4 - 5A/div - 4ms/div).

Na figura 6.11 é apresentada a curva de rendimento para a ponte de *Graetz* e observa-se um rendimento de aproximadamente 97,5% para o valor máximo de potência, um pouco acima do especificado em projeto (95%).

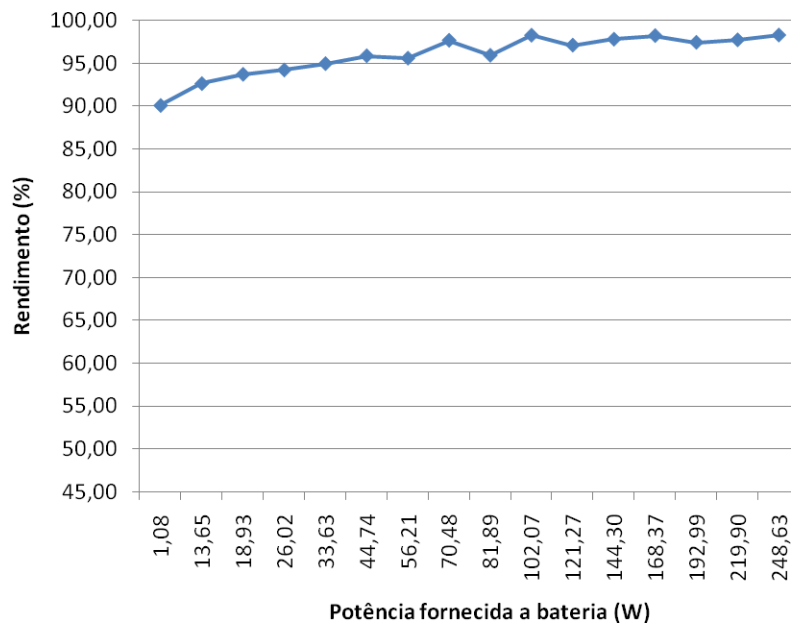


Figura 6.11 – Resultados do rendimento da ponte de *Graetz* para o sistema utilizando uma bateria.

A figura 6.12 mostra a curva de rendimento para a conversão cc-cc com um rendimento de aproximadamente 87,2%. Este valor está um pouco abaixo do estipulado no projeto do Capítulo 4, que previa um rendimento de 95% por estágio de processamento, ou seja, um valor equivalente de 90%.

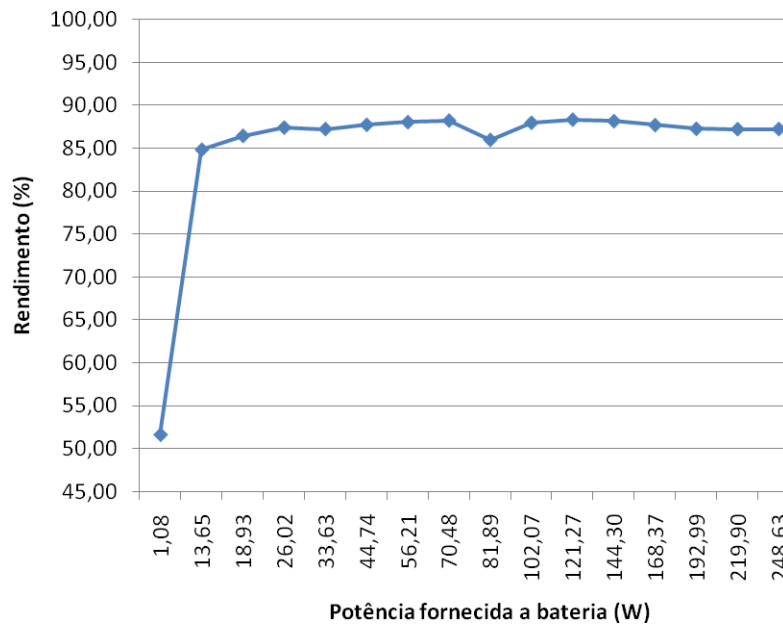


Figura 6.12 – Resultados do rendimento da conversão cc-cc para o sistema utilizando uma bateria.

O rendimento global do carregador de baterias é apresentado na figura 6.13. Observa-se que o sistema operando com apenas uma bateria apresenta um rendimento de aproximadamente 85,4%, muito próximo do valor especificado em projeto, que foi de 85,7% (os três conversores cascadeados).

6.5.2. Curva de rendimento utilizando duas baterias como carga

A figura 6.14 mostra a curva de rendimento para a ponte de *Graetz* e observa-se que o rendimento se manteve em aproximadamente 97,5%, o mesmo valor obtido para o carregamento com apenas uma bateria.

Na figura 6.15, é apresentada a curva de rendimento para a conversão cc-cc e o valor obtido é de aproximadamente 90,7%, acima do valor encontrado para o carregamento com apenas uma bateria. Neste caso, como a tensão das baterias dobra de valor, proporcionalmente, a corrente através delas diminui pela metade. Com essa diminuição, as perdas por condução nos semicondutores é reduzida, garantindo um aumento na eficiência do conversor *buck*, e conseqüentemente, da conversão cc-cc.

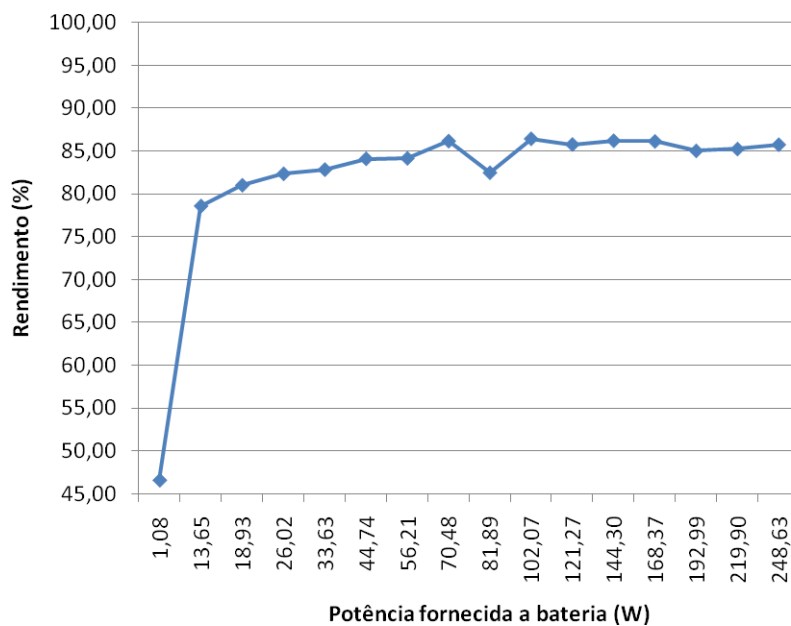


Figura 6.13 – Resultados do rendimento do sistema completo utilizando uma bateria como carga.

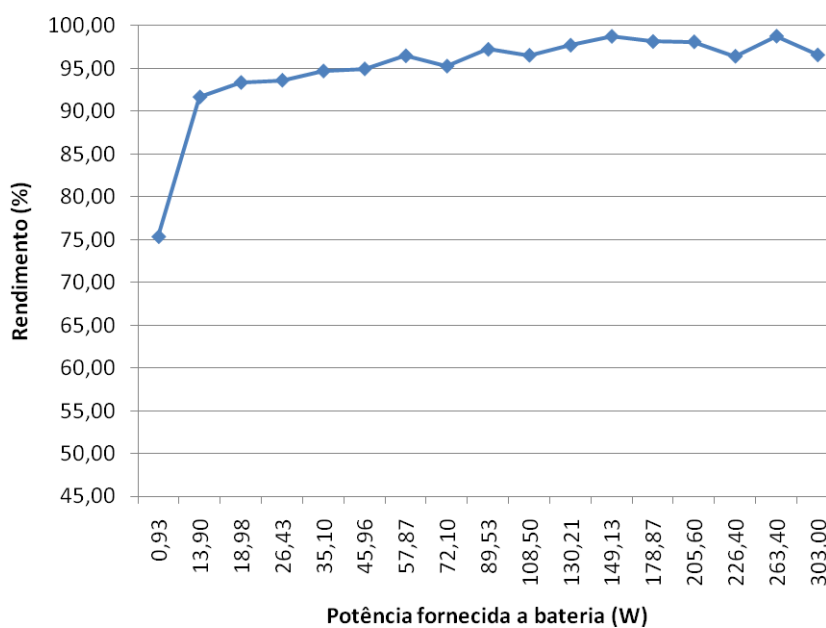


Figura 6.14 – Resultados do rendimento da ponte de *Graetz* para o sistema utilizando duas baterias.

O rendimento global do carregador de baterias operando com duas baterias é apresentado na figura 6.16. Pode-se observar que o sistema apresenta um rendimento de aproximadamente 87,7%, acima do valor obtido para o carregamento com apenas uma bateria e acima do valor especificado em projeto (85,7%).

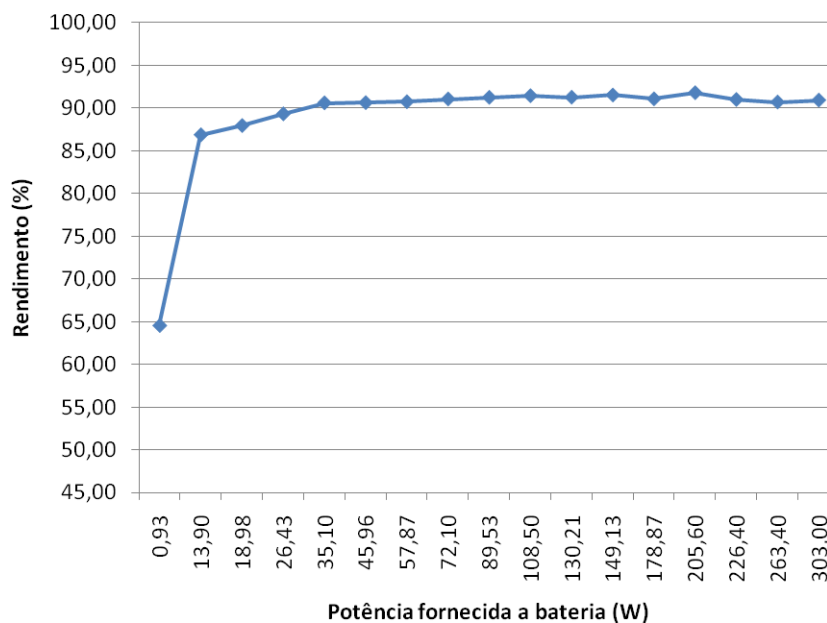


Figura 6.15 – Resultados do rendimento da conversão cc-cc para o sistema utilizando duas baterias.

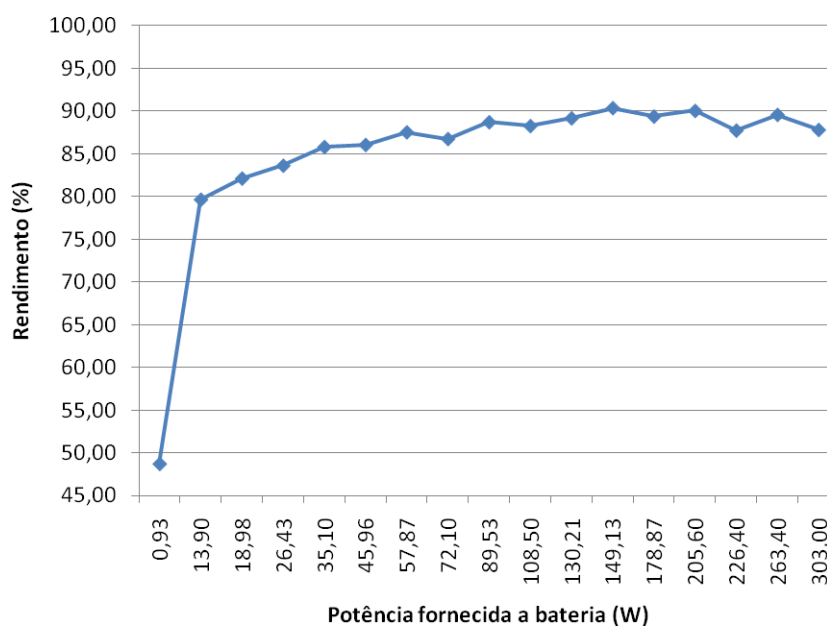


Figura 6.16 – Resultados do rendimento do sistema completo utilizando duas baterias como carga.

6.6. CONSIDERAÇÕES FINAIS

Os resultados experimentais do protótipo desenvolvido para o carregador de baterias projetado foram apresentados e discutidos. Foi possível verificar as principais formas de onda dos componentes de cada conversor utilizado para a potência nominal, e constatou-se que os

esforços obtidos estão bem próximos aos valores calculados e simulados nos capítulos anteriores.

O carregador de baterias trabalhando no modo MPPT foi ensaiado e foi possível verificar através da figura 6.8 que a corrente através do indutor *boost* atualiza-se discretamente e de acordo com a variação da tensão de entrada V_i . O ajuste correto da referência de corrente ficou evidente através da análise comparativa entre os dados experimentais e os resultados obtidos através de simulações no Capítulo 5. As exceções são os três primeiros valores, em que o conversor *boost* opera em MCD, e a potência transferida acaba se tornando desprezível. Se o ganho estático fosse menor, seria possível obter o MPP para esses três valores iniciais de velocidade do vento.

O modo de regulação da tensão das baterias funcionou de acordo com o que foi proposto nesse estudo, que é a redução da rotação da máquina, fazendo com que o sistema saia do MPP, reduzindo conseqüentemente a transferência de potência entre fonte e carga. Foi possível perceber uma elevada ondulação na corrente através do indutor *boost*. Como isto não ocorreu na simulação apresentada no Capítulo 5, no qual é utilizado um modelo de turbina eólica, acredita-se que o fato tenha ocorrido devido a uma emulação não controlada do sistema aerogerador.

Por fim, foram apresentadas as curvas de rendimento do carregador de baterias. Verificou-se que o estágio de conversão cc-cc é determinante para garantir um melhor (ou pior) rendimento global, e que este rendimento está diretamente ligado com a quantidade de baterias a serem carregadas. O rendimento global obtido para o carregamento com uma e duas baterias foi de 85,4% e 87,7%, respectivamente. Porém, como as baterias não estavam totalmente descarregadas, espera-se um pequena redução do rendimento global para o ciclo de carga inicial do carregador, devido ao aumento das perdas por condução nos semicondutores do conversor *buck*.

CONCLUSÃO GERAL

Neste trabalho, foi apresentado um carregador de baterias com três estágios de conversão estática, tendo como fonte primária de energia um gerador eólico-elétrico. O carregador de baterias estudado é útil quando se deseja obter a máxima transferência de potência entre a fonte e a carga para todas as faixas de velocidade do vento, e para casos onde se deseja versatilidade quanto ao número de baterias conectadas ao sistema.

Através dos conceitos básicos de SEPPs, abordados no Capítulo 1, foi possível atentar para a necessidade de se utilizar turbinas com velocidade variável, e que o ajuste automático da velocidade de ponta do sistema, de acordo com a velocidade do vento, é extremamente importante para se obter a máxima transferência de potência entre turbina e eixo do gerador. Neste mesmo capítulo, verificou-se ainda que o PMSG, devido a suas características construtivas e tecnológicas, apresenta uma reduzida resistência e elevado carregamento magnético, o que garante sua operação em baixas velocidades do vento, sendo vantajoso em regiões onde predominam baixas médias de velocidade do vento.

No Capítulo 2, foi apresentada a estrutura a ser utilizada neste trabalho, após uma breve revisão bibliográfica. Verificou-se que apesar de todas as estruturas estudadas em trabalhos anteriores apresentarem características interessantes para este estudo, sempre se constatavam pontos indesejáveis, como a ausência de transferência de potência para baixas velocidades do vento ou a necessidade de uma elevada tensão de carga. Para poder aproveitar a vantagem de extrair a máxima potência do gerador, reduzir a rotação da máquina diante de sobretensão nas baterias, ter a versatilidade de acoplar uma ou mais baterias para serem carregadas e ao mesmo tempo carregar a bateria de acordo com os métodos de cargas usuais, optou-se por esta estrutura com dois conversores estáticos cc-cc, um elevador e outro abaixador. Embora o rendimento global diminua devido ao cascadeamento dos conversores, as várias vantagens citadas anteriormente tornam o sistema tecnicamente viável.

A partir da escolha da topologia a ser empregada neste trabalho, foi realizada uma análise geral das estruturas de potência e um estudo dinâmico dos conversores utilizados no carregador de baterias. A modelagem dinâmica dos conversores foi realizada de acordo com a estratégia de controle e supervisão adotadas no projeto. O método de carga IUU foi escolhido pois, segundo a literatura, garante um carregamento com 100% da capacidade da bateria. A partir da escolha do método de carga, partiu-se para a busca do esquema de controle mais apropriado para o carregador de baterias. Optou-se por um esquema que implicasse menores

esforços aos compensadores, e assim foi escolhido o conversor *buck* para controlar e manter continuamente a tensão do barramento V_{dc} , enquanto que o conversor *boost* fica responsável por implementar o MPPT, através do ajuste da corrente através do indutor e regular a tensão através das baterias.

No Capítulo 4, foi mostrado um exemplo de projeto. Consiste de um carregador de baterias, com potência de 300W, capaz de carregar uma ou duas baterias de 12V, 150 Ah e entrada de até 45V de pico. Para a especificação do circuito de potência, além dos esforços de tensão e corrente, foram consideradas características como a resistência intrínseca dos semicondutores, para garantir que o rendimento global não fosse prejudicado. O projeto de controle foi realizado a partir das FTs modeladas no Capítulo 3. Os tipos de compensadores e seus parâmetros foram escolhidos a partir da análise dos diagramas de Bode das plantas. Os modelos desenvolvidos são naturalmente estáveis, mas devido ao processo de deterioramento de componentes e às perturbações e ruídos externos, o sistema poderá sofrer com oscilações bruscas ou apresentar erro estático, e por isso a inserção de compensadores nessas plantas foi necessária. O algoritmo de supervisão, implementado através do microcontrolador PIC 16F877A, foi descrito, e possui bastante versatilidade quanto à quantidade de baterias a serem carregadas, além da atualização automática do estágio do ciclo de carga. O método de MPPT escolhido foi a tabela de pesquisa, por ser de fácil implementação, além de garantir um esforço computacional reduzido, porém é limitado a um determinado tipo de turbina.

No Capítulo 5, foram realizadas as simulações do carregador de baterias. Foi verificada e comprovada a existência dos MPPs do gerador eólico-elétrico para cada velocidade do vento. Constatou-se através dessas simulações que o coeficiente de potência e potência de carga apresentam valores máximos para tensões de carga diferentes, e assim o MPPT possui uma eficiência melhor quando atua diretamente nas grandezas elétricas da carga. A simulação do sistema completo foi realizado e verificou-se que os resultados em regime permanente foram satisfatórios, quando comparados com os valores obtidos no projeto. O desempenho dos compensadores foi satisfatório, com erros estáticos desprezíveis. Os modos MPPT e regulação da tensão das baterias também foram simulados. Verificou-se que a corrente i_{mpp} de referência é ajustada quase imediatamente com a mudança da tensão de entrada V_i do carregador. A regulação de tensão foi eficiente, embora tenha apresentado um tempo de resposta lento, porém necessário para garantir o desacoplamento entre as malhas de controle e evitar instabilidade ao sistema.

Ao final do trabalho, foram apresentados os resultados experimentais obtidos para o protótipo experimental montado, essenciais para comprovar e validar todo o estudo realizado.

Foram expostas e discutidas as formas de onda para o sistema operando em regime permanente, com as quais foi possível verificar o correto funcionamento dos conversores.

O modo de operação MPPT foi ensaiado e pôde-se verificar que a corrente através do indutor *boost* atualiza-se discretamente e de acordo com a variação da tensão de entrada V_i . No entanto, para valores iniciais de velocidade do vento, o conversor opera em MCD, fazendo com que a potência transferida para a carga seja desprezível e totalmente diferente do valor obtido através das simulações realizadas para a busca dos MPPs.

O ensaio no modo de regulação de tensão das baterias funcionou de forma satisfatória, reduzindo a rotação da máquina diante de sobretensão nas baterias e fazendo com que o sistema saia do MPP. Porém, foi possível perceber uma elevada ondulação na corrente através do indutor *boost*, que não foi verificada na simulação realizada no Capítulo 5, onde foi utilizado um modelo de turbina eólica. Portanto, credita-se esse fato à ausência de um sistema de controle na emulação da turbina eólica.

Por fim, foram apresentadas as curvas de rendimento do carregador de baterias. O rendimento para a ponte de *Graetz* (97,5%) ficou acima do esperado. Já o rendimento para o estágio de conversão cc-cc variou de acordo com a quantidade de baterias utilizadas (87,2% e 90,7%) e provou ser o fator determinante para o rendimento global. O rendimento global obtido para o carregamento com uma e duas baterias foi de 85,4% e 87,7%, respectivamente.

O carregador de baterias proposto é viável, já que consegue extrair a potência máxima do aerogerador e preservar a vida útil da bateria através do modo de operação de regulação de tensão. Além disso, o sistema é eficiente, pois mesmo possuindo vários dispositivos semicondutores, ainda é capaz de proporcionar um ótimo rendimento. Contudo, apesar das várias vantagens desta topologia para carregador de baterias estudada, e diante dos questionamentos acima a respeito dos resultados experimentais obtidos, algumas melhorias ainda necessitam ser implementadas. Portanto, como proposta de trabalhos futuros, sugere-se:

- Desenvolver algoritmos de MPPT mais eficientes, como o P&O, com o objetivo de melhorar a máxima transferência de potência, através da atualização contínua da referência de corrente através do indutor *boost*. Além disso, garante-se que o MPPT funcionará para qualquer tipo de aerogerador que seja utilizado como fonte para o carregador de baterias.
- Desenvolver um compensador para o barramento de tensão V_{dc} com referência variável. Para baixas velocidades do vento, o controle ajustaria esta tensão para um valor menor. Com isso, obtém-se um ganho estático reduzido para o conversor *boost*, fazendo com que este opere em MCC.

PUBLICAÇÕES

- H. M. Oliveira Filho, R. P. T. Bascopé, L. H. S. C. Barreto, F. L. M. Antunes, D. S. Oliveira Jr., “Control Design of Converters for Wind Energy Conversion Systems Applied to Battery Charging”, in Proc. of INDUSCON, vol. 8, 2008.
- H. M. Oliveira Filho, R. P. T. Bascopé, D. S. Oliveira Jr., C. E. A. Silva, G. J. Almeida. “On the Study of Wind Energy Conversion System Applied to Battery Charging Using Multiblade Turbines”, 10th Brazilian Power Electronics Conference - COBEP, pp 964–971, 2009.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] O. A. C. do Amarante, M. Brower, J. Zack, A. L. de Sá, “Atlas do Potencial Eólico Brasileiro”, Brasília, 2001.
- [2] Reis, L. B., “Energia Elétrica para o Desenvolvimento Sustentável”, Edusp, Segunda Edição, São Paulo, 2001.
- [3] I. R. Machado, D. S. Oliveira Jr., L. H. S. C. Barreto, H. M. Oliveira Filho, M. M. Reis, “Sistema Eólico de Pequeno Porte para Carregamento de Baterias”, *Eletrônica de Potência*, vol. 12, no. 2, pp. 97-104, 2007.
- [4] P. Fairley, “Steady as she blows [Wind Power, Energy Storage]”, *IEEE Spectrum*, vol. 40, no 9, pp 35-39, 2003.
- [5] Agência Nacional de Energia Elétrica, “Atlas de Energia Elétrica do Brasil”, Terceira Edição, Brasília, 2008.
- [6] M. Chinchila, S. Arnaltes, J.C. Burgos, “Control of Permanent-Magnet Generators Applied to Variable-Speed Wind-Energy Systems Connected to the Grid”, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 21, no. 1, pp. 130-135, 2006.
- [7] C. E. A. Silva, D. S. Oliveira Jr. L. H. S. C. Barreto, R. P. T. Bascopé. “A Novel Three-Phase Rectifier with High Power Factor for Wind Energy Conversion Systems”. 10th Brazilian Power Electronics Conference - COBEP, pp 985–992, 2009.
- [8] S. Heier, “Grid Integration of Wind Energy Conversion Systems”, John Willey & Sons, 1st Edition, West Sussex, England, 1998.
- [9] J. A. Baroudi, V. Dinavahi, A. M. Knight, “A Review of Power Converter Topologies for Wind Generator”, *Renewable Energy*, vol. 32, pp 2369-2385, 2007.
- [10] Tibola, G. “Sistema Eólico de Pequeno Porte para Geração de Energia Elétrica com Rastreamento da Máxima Potência”, Universidade Federal de Santa Catarina, 2009, 233p.
- [11] T. Burton, D. Sharpe, N. Jenkins, E. Bossanyi, “Wind Energy Handbook”, John Willey & Sons, New York, USA, 2001.
- [12] E. Spooner, B. J. Chalmers, “Torus: A Stoless, Toroidal-Stator, Permanent-Magnet Generator”, *IEE Proceedings of Electric Power Applications*, vol. 139, pp 497-506, 1992.
- [13] Centro de Referência para Energia Solar e Eólica Sérgio de Salvo Brito – CRESESB, <http://www.cresesb.cepel.br>, Acesso em 29/10/2009.

- [14] Enersud Indústria e Soluções Energéticas Ltda., <http://www.enersud.com.br>, Acesso em 30/10/2009.
- [15] F. G. Rossouw, M. J. Kamper, “Use of Air-Cored Axial Flux Permanent Magnet Generator in Direct Battery Charging Wind Energy Systems”, *Power Electronics and Drive Systems - PEDS*, pp 1102-1107, 2007
- [16] E. Koutroulis, K. Kalaitzakis, “Design of a Maximum Power Tracking System for Wind-Energy-Conversion Applications”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 53, no. 2, pp 486-494, 2006.
- [17] H. M. Oliveira Filho, R. P. T. Bascopé, D. S. Oliveira Jr., C. E. A. Silva, G. J. Almeida. “On the Study of Wind Energy Conversion System Applied to Battery Charging Using Multiblade Turbines”, 10th Brazilian Power Electronics Conference - COBEP, pp 964–971, 2009.
- [18] T. Tafticht, K. Agbossou, A. Cheriti, “DC Bus Control of Variable Speed Wind Turbine Using a Buck-Boost Converter”, *Power Engineering Society General Meeting*, pp 1-5, 2006.
- [19] M. H. Rashid. “Power Electronics: Circuits, Devices, and Applications”, Prentice-Hall of India, 3rd Edition, New Delhi, India, 2005.
- [20] I. Barbi. “Eletrônica de Potência”. Edição do Autor, 6^a Edição, Florianópolis, 2006.
- [21] D. C. Martins, I. Barbi, “Conversores CC-CC Básicos Não Isolados”, Editora do Autor, 2^a ed. Florianópolis, 2006.
- [22] R. W. Erickson. “Fundamentals of Power Electronics”. Second Edition, Chapman & Hall, New York, USA, 1997.
- [23] L. F. P. de Melo. “Análise e projeto de fontes chaveadas”, Editora Érica Ltda, 1^a Ed., São Paulo, 1996.
- [24] R.D. Middlebrook, S. Cuk, “A General Unified Approach to Modeling Switching-Converter Power Stages”. In *Proceedings of the IEEE Power electronics Specialists Conference*, 1976.
- [25] V. Vorpérian, “Simplified Analysis of PWM Converters Using Model of PWM Switch – Part I: Continuous Conduction Mode”. In *IEEE Transactions on Aerospace and Electronics Systems*, Vol. 26, no. 3, 1990.
- [26] S. Eren, J. C. Y. Hui, D. To, D. Yazdani, “A High Performance Wind-Electric Battery Charging System”, *Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering*, pp 2275-2277, 2006.

- [27] Baterias Moura, “Manual de operação do acumulador Moura Clean”, <http://www.moura.com.br>, Acesso em 01/10/2009.
- [28] Kingcap, “Folha de dados do capacitor eletrolítico ESC”, <http://www.kingcap.com>, Acesso em 14/02/2009.
- [29] Epcos, “Folha de dados do capacitor de polipropileno B32694”, <http://www.epcos.com>, Acesso em 14/02/2009.
- [30] Fairchild Semiconductor, “Folha de dados do diodo 1N5408”, <http://www.fairchildsemi.com>, Acesso em 14/02/2009.
- [31] I. Barbi, “Projetos de Fontes Chaveadas”. Editora do Autor, 2ª ed., Florianópolis, 2007.
- [32] Epcos, “Folha de dados do capacitor eletrolítico”, <http://www.epcos.com>, Acesso em 28/09/2009.
- [33] International Rectifier, “Folha de dados do transistor MOSFET IRFP4710A”, <http://www.irf.com>, Acesso em 11/05/2009.
- [34] International Rectifier, “Folha de dados do diodo MBR20100CT”, <http://www.irf.com>, Acesso em 11/05/2009.
- [35] Epcos, “Folha de dados do capacitor eletrolítico B41821”, <http://www.epcos.com>, Acesso em 28/09/2009.
- [36] K. Ogata. “Engenharia de Controle Moderno”. 4ª edição, Prentice Hall, São Paulo, 2003.
- [37] LEM, “Folha de dados do sensor de corrente”, <http://www.lem.com>, Acesso em 30/10/2009.
- [38] Freescale, “Folha de dados do controlador e modulador PWM SG3525”, <http://www.alldatasheet.com>, Acesso em 30/10/2009.
- [39] Motorola, “Folha de dados do Amp-Op LF412”, <http://www.alldatasheet.com>, Acesso em 11/03/2009.
- [40] Microchip, “Folha de dados do microcontrolador PIC 16F877A”, <http://www.microchip.com>, Acesso em 18/01/2009.
- [41] J. C. C. Ferreira, E. V. Salgado, L. G. B. Rolim, E. H. Watanabe, L. P. Calôba, “Neural Networks for the Determination of Maximum Power Point Tracking (MPPT) of Wind Turbines”, in Proc. of COBEP, vol. 9, pp. 325-329, 2007.
- [42] C. W. T. McLyman. “Transformer and Inductor Design Handbook”. Marcel Dekker Inc, New York, 1988.
- [43] Thornton, “Folha de dados do núcleo de ferrite e carretel NEE – 65/33/26”, <http://www.thornton.com.br>, Acesso em 19/10/2009.

- [44] C. G. C Branco. “Sistema Ininterrupto de Energia de Dupla Conversão, Não Isolado, com Tensões de Entrada e Saída Universais.” Fortaleza, 2004. Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica – Universidade Federal do Ceará, Brasil.
- [45] S. V. G. Oliveira. “Otimização de Projeto de Fontes de Alimentação para Fontes de Telecomunicações.” Florianópolis, 2001. Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica - Universidade Federal de Santa Catarina, Brasil.
- [46] R. P. T. Bascopé, A. J. Perin, “O transistor IGBT aplicado em eletrônica de potência”, 1ª edição, Sagra Luzzatto, Porto Alegre, 1997.
- [47] HS Dissipadores, “Folha de dados do dissipador de calor HS 10425”, <http://www.hsdissipadores.com.br>, Acesso em 27/02/2009.

APÊNDICE A - PROJETO FÍSICO DO INDUTOR *BOOST*

A seguir, é realizado o projeto físico do indutor, que consiste no dimensionamento do núcleo, números de espiras, quantidade e tipo de condutor a ser utilizado, além de suas perdas.

A.1. ESCOLHA DO NÚCLEO

O valor de indutância e a corrente máxima através do indutor, obtidos no Capítulo 4, são fornecidos novamente em (A.1) e (A.2). Conhecendo-se estes valores, é possível desenvolver o projeto físico do indutor, de acordo com o proposto em [31] e [42]. Alguns parâmetros são assumidos para o cálculo do núcleo utilizado, como pode ser observado nas expressões (A.3), (A.4) e (A.5).

$$L_1 = \frac{V_i \cdot D_{s_1}}{\Delta i_{L_1} \cdot f_{s_1}} = 1,07mH. \quad (A.1)$$

$$I_{L_1 \max} = I_{L_1} + \frac{\Delta i_{L_1}}{2} \rightarrow I_{L_1 \max} = 8,03A. \quad (A.2)$$

O fator de utilização da área do enrolamento é:

$$K_w = 0,6. \quad (A.3)$$

A máxima densidade de fluxo magnético é:

$$B_{\max} = 0,35T. \quad (A.4)$$

A máxima densidade de corrente através dos condutores é:

$$J_{\max_1} = 450A/cm^2. \quad (A.5)$$

Com os dados mostrados anteriormente, calcula-se o produto da área de janela do carretel A_w pela área da perna central do núcleo A_e , como é mostrado na expressão a seguir:

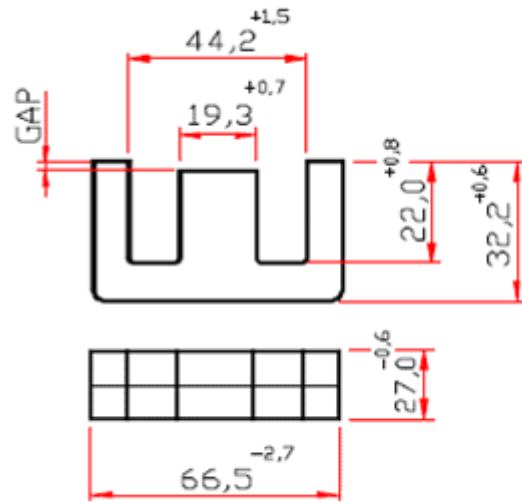
$$A_e A_w = \frac{L_1 \cdot I_{L_1 \max}^2 \cdot 10^4}{K_w \cdot B_{\max} \cdot J_{\max_1}} = 7,34cm^4. \quad (A.6)$$

O núcleo escolhido deve possuir o produto das áreas $A_e A_w$ maior e próximo do valor calculado. Portanto, a partir dessa consideração e do valor obtido em (A.6) foi escolhido o núcleo NEE – 65/33/26 da Thornton [43]. O formato com as dimensões do núcleo e carretel são mostrados na figura A.1 e figura A.2. Através destas figuras, é possível obter os valores necessários para prosseguir com o desenvolvimento do projeto do indutor. Estes valores são mostrados na tabela A.1.

Parâmetros do núcleo:

$\Sigma I/A$	0,28	mm ⁻¹
Le	147,0	mm
Ae	532,0	mm ²
Amin	---	mm ²
Ve	78200,0	mm ³

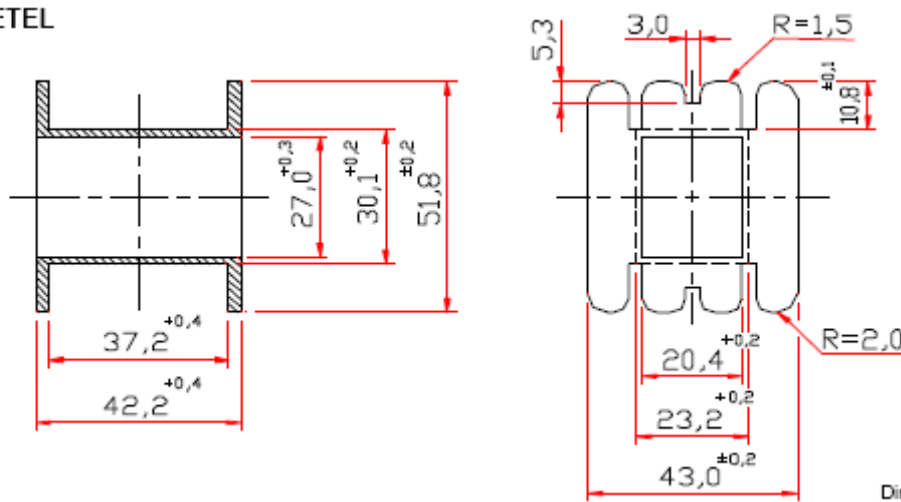
Peso aproximado: 193,5g



Dimensões em mm

Figura A.1 – Dimensões do núcleo NEE - 65/33/26 [43].

CARRETEL



Dimensões em mm

Figura A.2 – Dimensões do carretel EE - 65/33/26 [43].

Tabela A.1 – Características do núcleo escolhido.

Tipo de Núcleo	NEE
Referência (Thornton)	NEE – 65/33/26
Área da Janela do Carretel (A_w)	3,68 cm ²
Área da Secção Transversal (A_e)	5,32 cm ²
Comprimento Efetivo por Espira (CEM)	14,81 cm
Volume Efetivo do Núcleo (V_e)	78,2 cm ³

Através da tabela A.1 é possível calcular o produto das áreas para o núcleo escolhido. O resultado obtido é dado pela expressão (A.7). Como este resultado é maior que o calculado em (A.6), o projeto do indutor é possível de ser realizado para o núcleo escolhido.

$$A_e A_w = 3,76 \cdot 3,54 = 19,58 \text{ cm}^4. \quad (\text{A.7})$$

A.2. NÚMERO DE ESPIRAS E ENTREFERRO

Com o núcleo devidamente especificado, prossegue-se com o projeto do indutor através do dimensionamento do número de espiras, que é obtido através da expressão abaixo.

$$N_{e_1} = \frac{L_1 \cdot I_{L_{1\max}} \cdot 10^4}{B_{\max} \cdot A_e} \rightarrow N_{e_1} = \frac{1,08 \cdot 10^3 \cdot 8,03 \cdot 10^4}{0,35 \cdot 5,32} \approx 47 \text{ espiras}. \quad (\text{A.8})$$

O comprimento do entreferro, para a permeabilidade magnética definida em (A.9), é obtido através da expressão (A.10).

$$\mu_o = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \text{ H/m}, \quad (\text{A.9})$$

$$l_{gap_1} = \frac{1}{2} \cdot \frac{\mu_o \cdot N_{e_1}^2 \cdot A_w \cdot 10^{-2}}{L_1} \rightarrow l_{gap_1} = \frac{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 47^2 \cdot 3,68 \cdot 10^{-2}}{2 \cdot 1,08 \cdot 10^{-3}} = 0,47 \text{ mm}. \quad (\text{A.10})$$

A.3. DIMENSIONAMENTO DOS CONDUTORES

Para um correto dimensionamento dos condutores, é necessário calcular a profundidade de penetração do condutor. Com isso, evitam-se perdas devido ao efeito pelicular (efeito *skin*). Para uma temperatura de 100° C, a profundidade de penetração é dada pela expressão (A.11):

$$\delta = \frac{7,5}{\sqrt{f_{s_1}}} \rightarrow \delta = \frac{7,5}{\sqrt{20 \cdot 10^3}} = 0,53 \text{ mm}. \quad (\text{A.11})$$

Para evitar perdas por efeito pelicular, é desejável que o condutor possua um diâmetro máximo, dado por (A.12):

$$D_{fio_1} \leq 2 \cdot \delta. \quad (\text{A.12})$$

Para a frequência de comutação utilizada no projeto, e substituindo (A.11) em (A.12), obtém-se:

$$D_{fio} \leq 0,106 \text{ cm}. \quad (\text{A.13})$$

A partir de (A.13), e de acordo com as tabelas comerciais de fios AWG esmaltados [31], é possível utilizar o fio AWG 23.

A área da seção de cobre necessária para os condutores é obtida através da expressão (A.14).

$$S_{c_1} = \frac{I_{L_1 \max}}{J_{\max_1}} \rightarrow S_{c_1} = \frac{8,03}{450} = 0,017 \text{ cm}^2. \quad (\text{A.14})$$

Consultando-se novamente uma tabela comercial de fios AWG esmaltados, verifica-se que a melhor escolha de condutor, de acordo com a seção requerida, é o fio AWG 14. No entanto, o diâmetro deste fio ultrapassa o valor máximo estipulado em (A.13). Logo, o condutor a ser utilizado será o AWG 23. Suas especificações podem ser vistas na tabela A.2.

Tabela A.2 – Especificações do fio AWG 23.

Tipo de Fio	Esmaltado
Referência	AWG 23
Diâmetro (D_c)	0,057cm
Diâmetro Esmaltado (D_{fio})	0,064cm
Seção (A_{c1})	0,002582cm ²
Seção Esmaltada (A_{fio1})	0,003221 cm ²

Como a seção do fio escolhido não é suficiente para suprir toda a corrente requerida, é necessário utilizar condutores em paralelo. Através da expressão (A.15), obtém-se a quantidade de fios necessária.

$$N_{\text{fios}_1} = \frac{S_{c_1}}{A_{c_1}} \rightarrow N_{\text{fios}_1} = \frac{0,017}{0,002582} \approx 7 \text{ fios}. \quad (\text{A.15})$$

Após todo o equacionamento realizado para implementar o projeto físico do indutor, é necessário calcular o fator de utilização, para verificar se o projeto é executável ou não. Este cálculo é realizado através da expressão (A.16).

$$fu_1 = \frac{N_{e_1} \cdot A_{\text{fio}_1} \cdot N_{\text{fios}_1}}{A_w}. \quad (\text{A.16})$$

Substituindo-se (A.8), (A.15) e a área do fio esmaltado mostrada na tabela A.2 na expressão (A.16), obtém-se o seguinte resultado:

$$fu_1 = \frac{47 \cdot 0,003221 \cdot 7}{3,68} = 0,29. \quad (\text{A.17})$$

Logo o indutor é completamente executável e também terá uma margem de segurança para a execução, pois segundo [42], o valor máximo do fator de execução para que o projeto seja viável é de 0,4.

A.4. CÁLCULO DE PERDAS NO INDUTOR

As perdas totais no indutor são calculadas de acordo com [44] e [45] e são caracterizadas pelas perdas no cobre do enrolamento, juntamente com as perdas no núcleo, como mostrado na equação (A.18):

$$P_{L_1} = P_{c_1} + P_{\eta_1}. \quad (\text{A.18})$$

A.4.1. Perdas no cobre do indutor

As perdas no cobre estão diretamente relacionadas com a resistência do fio. Portanto, são consideradas para o seu cálculo a resistividade do cobre ρ_c para elevação de temperatura máxima T_{max} estimada e o volume total de cobre utilizado V_c , como mostra a expressão a seguir:

$$P_{c_1} = \rho_c(T_{max}) \cdot V_{c_1} \cdot J_{max_1}^2. \quad (\text{A.19})$$

Para o cálculo da resistividade do cobre, é considerada uma temperatura ambiente de 40°C, juntamente com uma elevação de 40°C, obtendo-se então uma temperatura máxima de 80°C. A resistividade padrão e o coeficiente de temperatura são mostrados nas expressões (A.20) e (A.21), respectivamente, e a resistividade para a máxima temperatura é mostrada na expressão (A.22).

$$\rho_{c_1}(20^\circ C) = 1,708 \times 10^{-6} \Omega cm, \quad (\text{A.20})$$

$$\alpha_c = 0,00393^\circ C^{-1}, \quad (\text{A.21})$$

$$\rho_{c_1}(T_{max}) = \rho_{c_1}(20^\circ C) \cdot [1 + \alpha_c \cdot (T_{max} - 20^\circ C)] \rightarrow \rho_{c_1}(80^\circ) = 2,1 \times 10^{-6} \Omega cm. \quad (\text{A.22})$$

O volume de cobre utilizado no enrolamento é calculado através da equação (A.23).

$$V_{c_1} = N_{e_1} \cdot N_{fios_1} \cdot A_{c_1} \cdot CEM_1 \rightarrow V_{c_1} = 47 \cdot 7 \cdot 0,002582 \cdot 14,81 = 12,58 cm^3. \quad (\text{A.23})$$

Logo, para se determinar as perdas referentes ao cobre do indutor *boost*, substituem-se os valores dos parâmetros calculados em (A.19).

$$P_{c_1} \cong 5,38 W. \quad (\text{A.24})$$

A.4.2. Perdas no núcleo do indutor

As perdas no núcleo do indutor *boost* são calculadas de acordo como com a expressão (A.25).

$$P_{n_1} = V_e \cdot C_m \cdot f_{S_1}^x \cdot \Delta B_{max}^y \cdot 10^{-3}. \quad (A.25)$$

Onde C_m , x e y são parâmetros relacionados com o material magnético IP12[®] a 80°C [43] e seus valores são mostrados nas expressões (A.26), (A.27) e (A.28), respectivamente.

$$C_m = 7,9292 \times 10^{-3}, \quad (A.26)$$

$$x = 1,4017, \quad (A.27)$$

$$y = 2,3294. \quad (A.28)$$

A máxima variação da densidade de fluxo magnético é calculada de acordo com a equação (A.29).

$$\Delta B_{max} = B_{max} \cdot \frac{\Delta I_{L_1}}{I_{L_1ef}}. \quad (A.29)$$

No entanto, como visto anteriormente, é necessário calcular a corrente eficaz através do indutor para a obtenção da máxima variação da densidade de fluxo magnético, de acordo com a expressão (A.30). O resultado obtido é mostrado em (A.31).

$$I_{L_1ef} = \sqrt{\frac{1}{T_{S_1}} \left[\int_0^{D_{s_1} \cdot T_{S_1}} \left(\frac{\Delta i_{L_1} \cdot t}{D_{s_1} \cdot T_{S_1}} - \Delta i_{L_1} + I_{L_1max} \right)^2 dt + \int_{D_{s_1} \cdot T_{S_1}}^{T_s} \left(\frac{-\Delta i_{L_1} \cdot t}{D_{s_1} \cdot T_{S_1}} + \Delta i_{L_1} + I_{L_1max} \right)^2 dt \right]} \quad (A.30)$$

$$I_{L_1ef} = 7,5A. \quad (A.31)$$

Logo, obtém-se:

$$\Delta B_{max} = 0,036T. \quad (A.32)$$

Substituindo-se os valores de (A.26) a (A.28) e (A.32) em (A.25), obtém-se a perda no núcleo do indutor *boost*.

$$P_{n_1} \cong 0,28W. \quad (A.33)$$

A.4.3. Perdas totais

Por tanto, a perda total no indutor *boost* é dada, segundo (A.18), por:

$$P_{L_1} = 5,66W. \quad (A.34)$$

APÊNDICE B - PROJETO FÍSICO DO INDUTOR *BUCK*

A seguir, é realizado o projeto físico do indutor *buck*, que consiste no dimensionamento do núcleo, números de espiras, quantidade e tipo de condutor a ser utilizado, além de suas perdas. O projeto foi concebido no mesmo formato do Apêndice A.

B.1. ESCOLHA DO NÚCLEO

O valor de indutância e a corrente máxima através do indutor, obtidos no Capítulo 4, são fornecidos novamente em (B.1) e (B.2). O fator de utilização da área do enrolamento e a máxima densidade de fluxo magnético são as mesmas utilizadas em (A.3) e (A.4).

$$L_2 = \frac{V_{bat} \cdot D'_{s_2}}{\Delta i_{bat} \cdot f_{s_2}} = 156,1 \mu F. \quad (B.1)$$

$$I_{L_2 \max} = I_{bat \max} + \frac{\Delta i_{L_2}}{2} \rightarrow I_{L_2 \max} = 30,01 A. \quad (B.2)$$

A máxima densidade de corrente através dos condutores é:

$$J_{\max_2} = 500 A / cm^2. \quad (B.3)$$

Com os dados mostrados anteriormente, calcula-se o produto da área de janela do carretel A_w pela área da perna central do núcleo A_e , como é mostrado na expressão a seguir:

$$A_e A_w = \frac{L_2 \cdot I_{L_2 \max}^2 \cdot 10^4}{K_w \cdot B_{\max} \cdot J_{\max_2}} = 13,39 cm^4. \quad (B.4)$$

De acordo com o valor obtido em (B.4), foi escolhido também o núcleo NEE – 65/33/26 da Thornton [43]. O formato com as dimensões do núcleo e carretel são mostrados na figura A.1 e na figura A.2.

Através da tabela A.1, é possível calcular o produto das áreas para o núcleo escolhido. O resultado obtido é o mesmo dado pela expressão (A.7) e verifica-se que o projeto do indutor é possível de ser realizado para o núcleo escolhido.

B.2. NÚMERO DE ESPIRAS E ENTREFERRO

O número de espiras para o indutor *buck* é obtido através da expressão abaixo:

$$N_{e_2} = \frac{L_2 \cdot I_{L_2 \max} \cdot 10^4}{B_{\max} \cdot A_e} \rightarrow N_{e_2} = \frac{156,1 \cdot 10^{-6} \cdot 30,01 \cdot 10^4}{0,35 \cdot 5,32} \approx 26 \text{ espiras}. \quad (B.5)$$

O comprimento do entreferro, para a permeabilidade magnética definida em (A.9), é obtido através da expressão (B.6).

$$l_{gap_2} = \frac{1}{2} \cdot \frac{\mu_o \cdot N_{e_2}^2 \cdot A_w \cdot 10^{-2}}{L_1} \rightarrow l_{gap_2} = \frac{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 26^2 \cdot 3,38 \cdot 10^{-2}}{2 \cdot 156,1 \cdot 10^{-6}} = 1,0mm. \quad (B.6)$$

B.3. DIMENSIONAMENTO DOS CONDUTORES

Como o conversor *buck* funciona na mesma frequência de comutação do conversor *boost*, o diâmetro máximo que o condutor deverá possuir para evitar perdas devido ao efeito pelicular é o mesmo obtido em (A.11). Portanto, através de consultas a tabelas comerciais de fios AWG esmaltados [31], é possível utilizar o fio AWG 24.

A área da seção de cobre necessária para os condutores é obtida através da expressão abaixo.

$$S_{c_2} = \frac{I_{L_2 \max}}{J_{\max_2}} \rightarrow S_{c_2} = \frac{30,01}{500} = 0,057cm^2. \quad (B.7)$$

Consultando-se novamente uma tabela comercial de fios AWG esmaltados, verifica-se que a melhor escolha de condutor, de acordo com a seção requerida, é o fio AWG 9. No entanto, o diâmetro deste fio ultrapassa o valor máximo estipulado em (A.13). Logo, o condutor a ser utilizado será o AWG 24. Suas especificações podem ser vistas na tabela B.1.

Tabela B.1 – Especificações do fio AWG 24.

Tipo de Fio	Esmaltado
Referência	AWG 24
Diâmetro (D_{c2})	0,051cm
Diâmetro Esmaltado (D_{fio2})	0,057cm
Seção (A_{c2})	0,002047cm ²
Seção Esmaltada (A_{fio2})	0,002586 cm ²

Como a seção do fio escolhido não é suficiente para suprir toda a corrente requerida, é necessário utilizar condutores em paralelo. Através da expressão (B.8) obtém-se a quantidade necessária.

$$N_{fios_2} = \frac{S_{c_2}}{A_{c_2}} \rightarrow N_{fios_2} = \frac{0,057}{0,002586} \approx 28 \text{ fios}. \quad (B.8)$$

O fator de utilização para o projeto do indutor *buck* é calculado pela expressão abaixo:

$$fu_2 = \frac{N_{e_2} \cdot A_{fio_2} \cdot N_{fios_2}}{A_w} \rightarrow fu_2 = \frac{26 \cdot 0,002586 \cdot 28}{3,68} = 0,51. \quad (B.9)$$

De acordo com [42], quando se considera a área de cobre do condutor para calcular o fator de execução e este apresenta um valor acima de 0,4, o projeto não é executável. No entanto, neste projeto é considerada a área total do condutor (cobre e isolamento) para o teste de viabilidade do projeto físico do indutor. Logo o valor obtido em (B.9), embora seja maior que 0,4, ainda está dentro de uma margem de segurança.

B.4. CÁLCULO DE PERDAS NO INDUTOR

As perdas totais no indutor *buck* são caracterizadas pelas perdas no cobre do enrolamento, juntamente com as perdas no núcleo, como mostrado na equação (B.10):

$$P_{L_2} = P_{c_2} + P_{n_2}. \quad (B.10)$$

B.4.1. Perdas no cobre do indutor

As perdas no cobre estão diretamente relacionadas com a resistência do fio. Portanto, são consideradas para o seu cálculo a resistividade do cobre ρ_c para elevação de temperatura máxima T_{max} estimada e o volume total de cobre utilizado V_c , como mostra a expressão a seguir:

$$P_{c_2} = \rho_c(T_{max}) \cdot V_{c_2} \cdot J_{max_2}^2. \quad (B.11)$$

Para o cálculo da resistividade para a máxima temperatura são utilizados os mesmos valores de resistividade padrão e o coeficiente de temperatura, dados nas expressões (A.20) e (A.21), respectivamente. Portanto o valor será o mesmo encontrado em (A.22).

O volume de cobre utilizado no enrolamento é calculado através da equação (B.12).

$$V_{c_2} = N_{e_2} \cdot N_{fios_2} \cdot A_{c_2} \cdot CEM_2 \rightarrow V_{c_2} = 26 \cdot 28 \cdot 0,002047 \cdot 14,81 = 22,1 \text{ cm}^3. \quad (B.12)$$

Logo, para se determinar as perdas referentes ao cobre do indutor *buck*, substituem-se os valores dos parâmetros calculados em (B.11).

$$P_{c_2} \cong 11,65 \text{ W}. \quad (B.13)$$

B.4.2. Perdas no núcleo do indutor

As perdas no núcleo do indutor *buck* são calculadas de acordo com (B.14).

$$P_{n_2} = V_e \cdot C_m \cdot f_{S_1}^x \cdot \Delta B_{max_2}^y \cdot 10^{-3}. \quad (B.14)$$

Onde C_m , x e y são os mesmos parâmetros utilizados em (A.26), (A.27) e (A.28), respectivamente.

A máxima variação da densidade de fluxo magnético é calculada de acordo com a equação (B.15).

$$\Delta B_{max_2} = B_{max} \cdot \frac{\Delta I_{bat}}{I_{L_2ef}}. \quad (B.15)$$

No entanto, como visto anteriormente é necessário calcular a corrente eficaz através do indutor para a obtenção da máxima variação da densidade de fluxo magnético, de acordo com a expressão (B.16). O resultado obtido é mostrado em (B.17).

$$I_{L_2ef} = \sqrt{\frac{1}{T_{S_2}} \left[\int_0^{D_{S_2} \cdot T_{S_2}} \left(\frac{\Delta i_{bat} \cdot t}{D_{S_2} \cdot T_{S_2}} - \Delta i_{bat} + I_{L_2max} \right)^2 dt + \int_{D_{S_2} \cdot T_{S_1}}^{T_s} \left(\frac{-\Delta i_{bat} \cdot t}{D_{S_2} \cdot T_{S_2}} + \Delta i_{bat} + I_{L_2max} \right)^2 dt \right]} \quad (B.16)$$

$$I_{L_2ef} = 23,45A. \quad (B.17)$$

Logo, obtém-se:

$$\Delta B_{max_2} = 0,043T. \quad (B.18)$$

Substituindo-se os valores de (A.26) a (A.28), além de (B.18) em (B.14), obtém-se as perdas no núcleo do indutor *boost*.

$$P_{n_2} \cong 0,43W. \quad (B.19)$$

B.4.3. Perdas totais

Por tanto, a perda total no indutor *buck* é, dada segundo (B.10):

$$P_{L_2} = 12,1W. \quad (B.20)$$

APÊNDICE C - CÁLCULO TÉRMICO DO DISSIPADOR

O objetivo do cálculo térmico de um componente é garantir que a temperatura de junção permaneça abaixo do valor máximo permitido, definido pelo fabricante [31]. Para se determinar a resistência térmica necessária para o dissipador que abriga os semicondutores, é necessário conhecer a potência média total dissipada por cada um desses componentes.

Para dimensionar o dissipador, o projetista deve considerar uma temperatura de junção um pouco menor que o valor máximo indicado no catálogo do semicondutor, pois podem ocorrer possíveis excessos de temperatura para certas situações não ideais, como por exemplo, aproximações no cálculo de energias, correntes de recuperação reversa, oscilações de corrente pela presença de indutâncias e capacitâncias parasitas, dentre outros [46].

C.1. CÁLCULO DAS PERDAS NOS SEMICONDUCTORES

A seguir, são calculadas as perdas para cada um dos semicondutores utilizados nos conversores. As perdas nos diodos retificadores não serão calculadas, pois devido ao encapsulamento de tais componentes, estes não serão conectados ao dissipador.

C.1.1. Cálculo das perdas no interruptor S_1 .

As perdas por condução no interruptor são obtidas a partir da expressão (C.1).

$$P_{S_1Cd} = R_{DS} \cdot I_{s_{ef}}^2. \quad (C.1)$$

Substituindo o valor da resistência de condução R_{DS} , apresentada na tabela 4.10, e a corrente eficaz do interruptor, a partir da expressão (4.28), na expressão (C.1), obtém-se o seguinte resultado:

$$P_{S_1Cd} = 14 \cdot 10^{-3} \cdot 4,7^2 = 0,31W. \quad (C.2)$$

As perdas por comutação no interruptor são obtidas a partir da expressão (C.3).

$$P_{S_1Cm} = \frac{f_{S_1}}{2} \cdot (t_r + t_f) \cdot I_{s_{ef}} \cdot V_{s_1 \max}. \quad (C.3)$$

Substituindo os valores de frequência de comutação, dos tempos de subida e descida encontrados na tabela 4.10, além das expressões (4.28) e (4.26) em (C.3), obtém-se o valor abaixo:

$$P_{S_1Cm} = \frac{20 \cdot 10^3}{2} \cdot (130 + 38) \cdot 10^{-9} \cdot 4,7 \cdot 70 = 0,94W. \quad (C.4)$$

Logo, a perda total no interruptor é dada pela expressão (C.5).

$$P_{S_1} = P_{S_1Cd} + P_{S_1Cm} \rightarrow P_{S_1} = 1,25W. \quad (C.5)$$

C.1.2. Cálculo das perdas no diodo D_7 .

As perdas por condução no diodo são obtidas a partir da expressão (C.6).

$$P_{D_7Cd} = V_f \cdot I_{D_7} + r_{av} \cdot I_{D_7ef}^2 \cdot D_{s_1}'. \quad (C.6)$$

Substituindo-se (4.31), (4.32) e os dados da tabela 4.11 em (C.6) obtém-se:

$$P_{D_7Cd} = 0,7 \cdot 4,51 + 0,016 \cdot 6,03^2 \cdot 0,621 = 2,54W. \quad (C.7)$$

Como o diodo utilizado é do tipo *Schottky*, o tempo de recuperação reversa é considerada zero, portanto as perdas por comutação são desprezadas. Então:

$$P_{D_7Cm} \approx 0. \quad (C.8)$$

Finalmente, a perda total no diodo é dada logo abaixo:

$$P_{D_7} = P_{D_7Cd} + P_{D_7Cm} \rightarrow P_{D_7} = 2,54W. \quad (C.9)$$

C.1.3. Cálculo das perdas no interruptor S_2 .

O cálculo das perdas no interruptor S_2 é realizado da mesma maneira feita para o interruptor S_1 . Utilizando-se o valor da resistência de condução R_{DS} apresentada na tabela 4.10, e a corrente eficaz do interruptor, a partir da expressão (4.48), obtém-se as perdas por condução para o interruptor:

$$P_{S_2Cd} = R_{DS} \cdot I_{s_2ef}^2 \rightarrow P_{S_2Cd} = 14 \cdot 10^{-3} \cdot 11,07^2 = 1,72W. \quad (C.10)$$

As perdas por comutação no interruptor são obtidas a partir da expressão a seguir.

$$P_{S_2Cm} = \frac{f_{S_2}}{2} \cdot (t_r + t_f) \cdot I_{s_2ef} \cdot V_{s_2\max}. \quad (C.11)$$

Utilizando-se os valores de frequência de comutação, dos tempos de subida e descida encontrados na tabela 4.10, além das expressões (4.48) e (4.46), obtém-se o valor abaixo:

$$P_{S_2Cm} = \frac{20 \cdot 10^3}{2} \cdot (130 + 38) \cdot 10^{-9} \cdot 11,07 \cdot 70 = 3,53W. \quad (C.12)$$

Logo, a perda total no interruptor é dada pela expressão abaixo:

$$P_{S_2} = P_{S_2Cd} + P_{S_2Cm} \rightarrow P_{S_2} = 5,24W. \quad (C.13)$$

C.1.4. Cálculo das perdas no diodo D_8 .

O cálculo das perdas para cada um dos dois diodos que formam D_8 é realizado da mesma maneira feita para o diodo D_7 . Utilizando-se as expressões (4.51), (4.52) e os dados da tabela 4.11 em (C.14) obtém-se:

$$P_{D_8Cd} = V_f \cdot I_{D_8} + r_{av} \cdot I_{D_8ef}^2 \cdot D_{s_2}' \rightarrow P_{D_8Cd} = 9,45W. \quad (C.14)$$

Como comentado anteriormente, as perdas por comutação para um diodo *Schottky* é desprezível, então:

$$P_{D_8Cm} \approx 0. \quad (C.15)$$

Portanto, a perda total para cada diodo é dada pela expressão abaixo.

$$P_{D_8} = P_{D_8Cd} + P_{D_8Cm} \rightarrow P_{D_8} = 9,45W. \quad (C.16)$$

C.2. CÁLCULO TÉRMICO

Os diodos e interruptores serão utilizados no mesmo semicondutor. O critério adotado para se determinar a resistência térmica do dissipador que abriga vários semicondutores discretos, consiste em calcular a temperatura do dissipador para cada dispositivo e tomar como escolha o valor de menor temperatura. A partir dessa escolha obtém-se a resistência térmica [46]. O circuito das resistências térmicas para este projeto é mostrado na figura C.1.

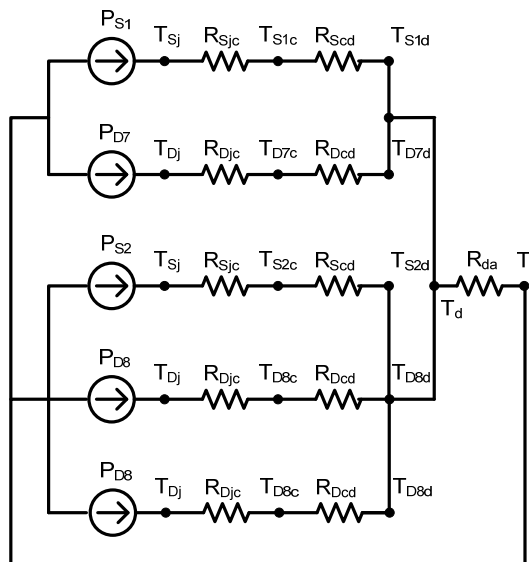


Figura C.1 – Circuito das resistências térmicas para diodos e interruptores inseridos em um mesmo dissipador.

A partir da figura C.1 e com os dados contidos na tabela 4.10 e na tabela 4.11 (considera-se a temperatura de junção igual a 100°C), calcula-se a temperatura do dissipador para os interruptores e diodos, como mostram as expressões (C.17) a (C.20).

$$T_{d_{S1}} = T_{S_j} - P_{S_1} \cdot (R_{S_{jc}} + R_{S_{cd}}) \rightarrow T_{d_{S1}} = 98,68^{\circ}\text{C}, \quad (\text{C.17})$$

$$T_{d_{D7}} = T_{D_j} - P_{D_7} \cdot (R_{D_{jc}} + R_{D_{cd}}) \rightarrow T_{d_{D7}} = 93,66^{\circ}\text{C}, \quad (\text{C.18})$$

$$T_{d_{S2}} = T_{S_j} - P_{S_2} \cdot (R_{S_{jc}} + R_{S_{cd}}) \rightarrow T_{d_{S2}} = 94,49^{\circ}\text{C}, \quad (\text{C.19})$$

$$T_{d_{D8}} = T_{D_j} - P_{D_8} \cdot (R_{D_{jc}} + R_{D_{cd}}) \rightarrow T_{d_{D8}} = 76,37^{\circ}\text{C}. \quad (\text{C.20})$$

A expressão (C.20) fornece o menor valor de temperatura, e portanto, este será o utilizado.

$$T_d = T_{d_{D8}} = 76,37^{\circ}\text{C}. \quad (\text{C.21})$$

A resistência térmica é calculada, para uma temperatura ambiente $T_a = 40^{\circ}\text{C}$, como mostra a expressão (C.22).

$$R_{da} = \frac{T_d - T_a}{P_{S_1} + P_{D_7} + P_{S_2} + 2 \cdot P_{D_8}} \rightarrow R_{da} = 1,3^{\circ}\text{C}/\text{W}. \quad (\text{C.22})$$

O dissipador escolhido a partir da expressão (C.22) é o modelo HS 10425 da HS Dissipadores [47]. As características do dissipador escolhido, incluindo o seu comprimento, são mostradas na tabela C.1 e sua forma geométrica pode ser vista na figura C.2.

Tabela C.1 – Especificações do dissipador escolhido.

Referência (HS Dissipadores)	HS 10425
Quantidade	1 unidade
Dimensões (mm)	104 x 25
Perímetro (mm)	862
Resistência Térmica ($^{\circ}\text{C}/\text{W}/4''$)	1,79
Comprimento (mm)	220

Para o comprimento utilizado neste trabalho, o dissipador apresenta uma resistência térmica de aproximadamente $1,21^{\circ}\text{C}/\text{W}$. Portanto, o modelo de dissipador especificado em projeto apresenta uma margem de folga para dissipação de calor.

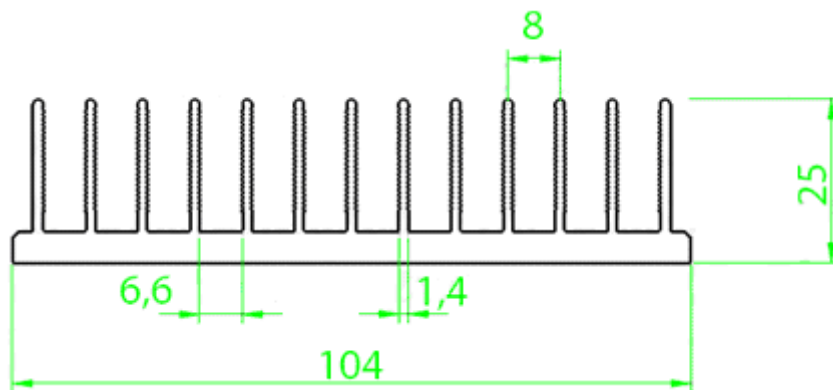


Figura C.2 – Forma geométrica do dissipador escolhido com valores cotados em milímetros [47].

APÊNDICE D - ALGORITMO DO SISTEMA SUPERVISÓRIO

```
/*===== Universidade Federal do Ceará - UFC =====*/
/*
Departamento de Engenharia Elétrica - DEE
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica - PPGEE
Grupo de Processamento de Energia e Controle - GPEC

Tema de dissertação: Conversor Estático de Três Estágios para Carregamento de
Baterias a Partir de Sistemas Eólicos

Sistema Supervisório do Carregador de Baterias

Programador: Mestrando Hermínio Miguel de Oliveira Filho, Eng.
*/

/*===== Cabeçalho =====*/
#include <16F877A.h>
#define ADC=8 //Resolução do conversor AD em 8 bits
#define delay(clock = 20000000) //Clock do uC = 20MHz;
#define fuses HS, NOWDT, NOPUT, NOBROWNOUT, NOLVP

/*Fusíveis:
HS: Oscilador externo à cristal no modo High Speed(>4MHz);
NOWDT: Watchdog desabilitado;
NOPUT: Timer Power-up desligado;
NOBROWNOUT: Reset por Brown-out desligado;
NOLVP: Programação por baixa tensão desligada.
*/

/*===== Protótipo das Funções =====*/
void grava_eeprom(); //Programação da EEPROM (tabela de pesquisa)
void configura_timer(); //Configuração dos timers;
void configura_portas(); //Configuração das portas do PIC;
void aquisicao(int *ad, int canal); //Leitura do canais AD;
void ref_il(); //Referência para MPPT;
void modo_carga(); //Modo carregamento ou equalização;
void tratamento_timer1(); //Função que realiza a contagem de tempo;
void nivel_carga(int vbat); //Indicação do nível de carga;
void led(int1 a,int1 b,int1 c,int1 d); //Função auxiliar da nivel_carga;
/*=====*/

/*===== Variáveis Globais =====*/
int Vm = 76; //Tensão mínima da bateria - 10,5V;
int Vf = 98; //Tensão de flutuação para uma bateria - 13,5V;
int Vc = 102; //Tensão de carregamento para uma bateria - 14,0V;
int Ve = 104; //Tensão de equalização para uma bateria - 14,4V;
/*=====*/

/*===== Função principal =====*/
main(){

int vt;

delay_ms(100);
grava_eeprom();
configura_timer();
configura_portas();

output_bit(pin_d3,0); //Indicação da quantidade de baterias: 0/1 = 12V/24V;
//Amostra da tensão de saída p/verificar a quantidade de baterias conectadas:
aquisicao(&vt,0);
if (vt > 120){
//Mudança das referências, caso estejam conectadas duas baterias:
Vm = 2*Vm;
Vf = 2*Vf;
Vc = 2*Vc;
Ve = 2*Ve;
output_bit(pin_d3,1);
}

modo_carga();
//set_pwm2_duty(Vc); //Referência do compensador de tensão na bateria;
set_pwm1_duty(10); //Ganho = 0,142; Vref = 54V (196)
output_bit(pin_b7,0);
}
```



```

    output_bit(pi_n_b6, 0);
    while(true){
    }
}
/*=====*/
/*===== Interupção timer 1 =====*/
#INT_TIMER1
void tratamento_timer1(){
    static int conta; //Contagem de tempo (100ms) p/atualização das referências;
    static int1 flag; //Flag p/fixar a ref de tensão para o valor de flutuação;
    int i,v;

    set_timer1(3036 - get_timer1()); //Zera o tmr1 em 3036 + contagem anterior;
    conta++;

    //printf("c %lu\r\n", conta);
    if (conta == 2){
        conta = 0;

        aquisicao(&i, 3); //Aquisição da corrente através da bateria;
        aquisicao(&v, 0); //Aquisição da tensão nas baterias;

        //Condições para entrar do 3º ciclo de carga:
        //Tensão nas baterias igual ao valor máximo e;
        //Corrente através das baterias de no máximo 2% da capacidade Ah.
        if ((v>=(Vc)||v>=(Ve)) && (i<=23)){ //Ganho de corrente igual 0,15
            set_pwm2_duty(Vf);
            flag = 1;
            led(1, 1, 1, 1);
        }

        if (!flag){
            modo_carga(); //Atualização do modo de carregamento;
            nivel_carga(v); //Atualização dos leds de indicação do nível de carga
        }

        ref_il(); //Atualização da referência de corrente, MPPT;
    }
}
/*=====*/
/*=====*/
void ref_il(){
    int v;
    int16 duty_boost;

    aquisicao(&v, 2); //Aquisição da tensão do barramento Vdc;

    duty_boost = ((int16)read_eeprom(v))<<2; //Multiplica o valor da EEPROM por 4
    //p/ obter a referência de Impp;
    set_pwm1_duty(duty_boost); //Atualiza a razão cíclica;
}
/*=====*/
/*=====*/
void modo_carga(){
    if (input(pi_n_b0)){
        //Modo Carregamento:
        set_pwm2_duty(Vc);
        output_bit(pi_n_d2, 0); //Indicação do modo de carga: 0/1 = carga/igualiza;
    }
    else{
        //Modo Equalização:
        set_pwm2_duty(Ve);
        output_bit(pi_n_d2, 1);
    }
}
/*=====*/
/*=====*/
void nivel_carga(int vbat){

```

```

    if(vbat<Vm)
        led(1, 0, 1, 0);
    else if(vbat<=(Vm+(Vf-Vm)<<2))
        led(0, 0, 0, 0);
    else if(vbat<=(Vm+(Vf-Vm)<<1))
        led(0, 0, 0, 1);
    else if(vbat<=Vf)
        led(0, 0, 1, 1);
    else if(vbat<=Vc)
        led(0, 1, 1, 1);
}
/*=====*/

/*=====*/
void led(int1 a, int1 b, int1 c, int1 d){

    output_bit(pi_n_d4, a);
    output_bit(pi_n_d5, b);
    output_bit(pi_n_d6, c);
    output_bit(pi_n_d7, d);

}
/*=====*/

/*=====*/
void configura_portas(){

    set_tris_b(0x01);           //Configuração Entrada/Saída da Porta;
    set_tris_d(0x00);
    setup_ADC_ports(A_ANALOG); //Habilita o modo analógico tendo a
    setup_adc(ADC_CLOCK_INTERNAL); //alimentação do PIC como referência;
    setup_ccp1(CCP_PWM);       //Habilita o canal 1 PWM do CCP 1;
    setup_ccp2(CCP_PWM);

}
/*=====*/

/*=====*/
void configura_timer(){

    setup_timer_2(T2_DIV_BY_1, 249, 1); //Utilização do timer 2 como base
                                        //de período de PWM:
                                        //Tpwm = [(PR2)+1]*4Tosc*(prescale)
                                        //PR2 = 249

    setup_timer_1(T1_INTERNAL|T1_DIV_BY_8); //Tmr1 c/clock externo e prescale de 8;
    set_timer1(3036); //65536 - tmr0(62500) = 3036
                    //Com isso obtem-se uma frequência de 10Hz;
    enable_interrupts(global); //Habilita a interrupção global;
    enable_interrupts(int_timer1); //Habilita a interrupção do timer 1;
}
/*=====*/

/*=====*/
void aquisicao(int *ad, int canal){

    //Variáveis locais:
    int16 cont;
    int16 adc=0;
    /*Onde:
    adc: aquisição da tensão de entrada;
    cont: incrementador das amostras;
    */

    //Aquisição e soma de cont-ésimos sinais AD:
    for (cont=0; cont<256; cont++){
        delay_us(20);
        set_adc_channel (canal); //habilita canal;
        adc = adc+read_adc(); //leitura do sinal;
    }

    //Média dos cont-ésimos sinais AD:
    *ad = adc>>8; //Divide o resultado por 256;
}
/*=====*/

```

```

/*=====*/
void grava_eeeprom(){
    int v;
    /*===== Sinal PWM ===== */
    for (v=0; v<255; v++){
        //Total de pontos PWM armazenados na
        //EEPROM:
        // Como a memória armazena apenas
        //8 bits o sinal PWM foi dividido por
        //quatro. Os intervalos da EEPROM repre-
        //sentam níveis de tensão de entrada.
        //Velocidade em [m/s]: Tensão em [V]:

        if (v>=0 && v<51)
            write_eeeprom(v, 21);
        else if (v<60)
            write_eeeprom(v, 25);
        else if (v<71)
            write_eeeprom(v, 30);
        else if (v<80)
            write_eeeprom(v, 35);
        else if (v<88)
            write_eeeprom(v, 41);
        else if (v<98)
            write_eeeprom(v, 48);
        else if (v<108)
            write_eeeprom(v, 54);
        else if (v<118)
            write_eeeprom(v, 62);
        else if (v<126)
            write_eeeprom(v, 70);
        else if (v<134)
            write_eeeprom(v, 79);
        else if (v<143)
            write_eeeprom(v, 89);
        else if (v<153)
            write_eeeprom(v, 98);
        else if (v<161)
            write_eeeprom(v, 108);
        else if (v<170)
            write_eeeprom(v, 122);
        else if (v<181)
            write_eeeprom(v, 129);
        else if (v<188)
            write_eeeprom(v, 143);
        else if (v<196)
            write_eeeprom(v, 156);
        else if (v<205)
            write_eeeprom(v, 169);
        else if (v<255)
            write_eeeprom(v, 182);
    }
    /*===== */
}
/*=====*/

```

ANEXO A - ESQUEMÁTICO DE CIRCUITO DE POTÊNCIA

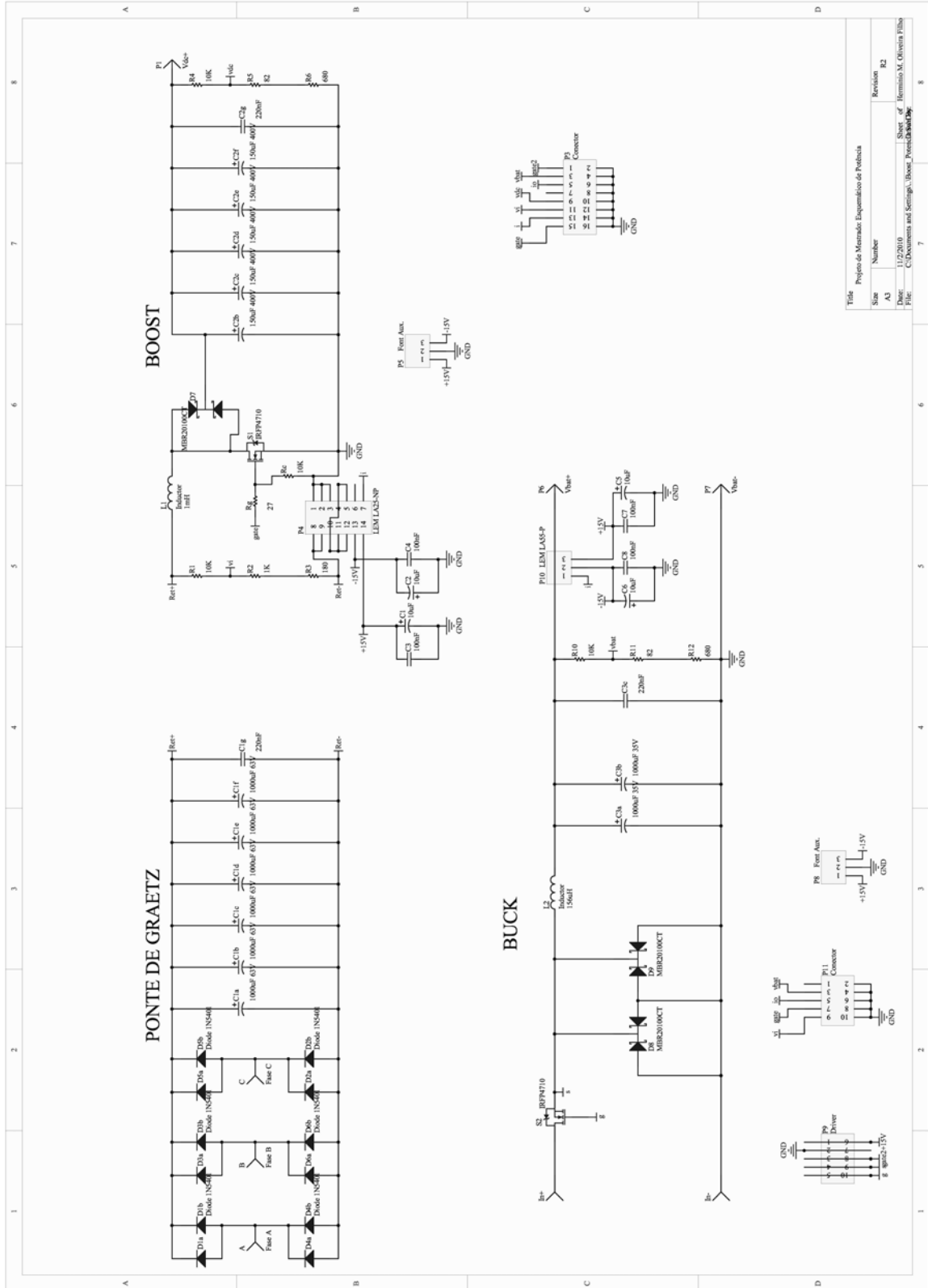


Figura A - Esquemático do circuito de potência.

ANEXO B - ESQUEMÁTICO DE CONTROLE DO CONVERSOR *BOOST*

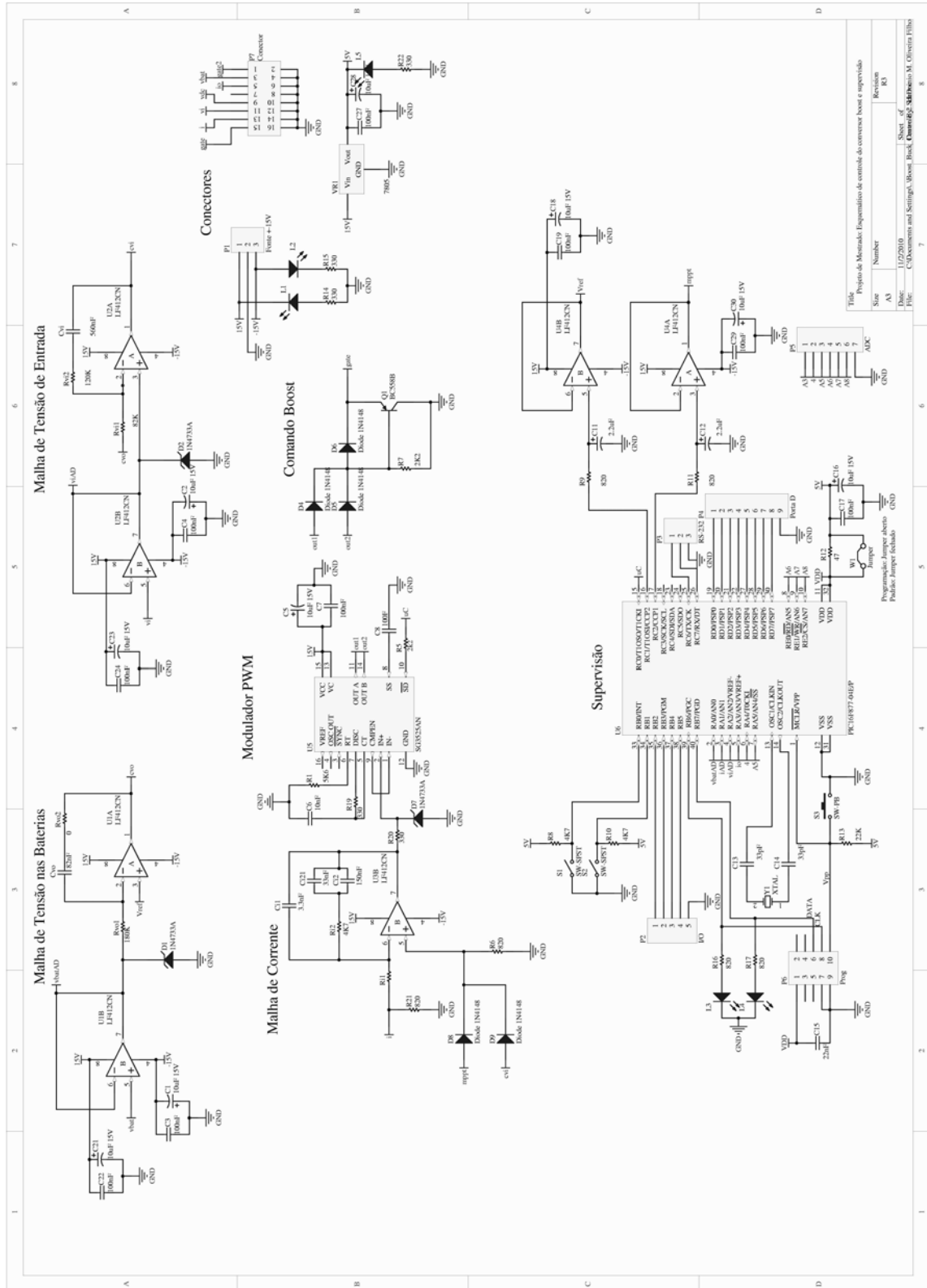


Figura B - Esquemático do circuito de controle e comando do conversor *boost* e supervisão.

ANEXO C - ESQUEMÁTICO DE CONTROLE DO CONVERSOR *BUCK*

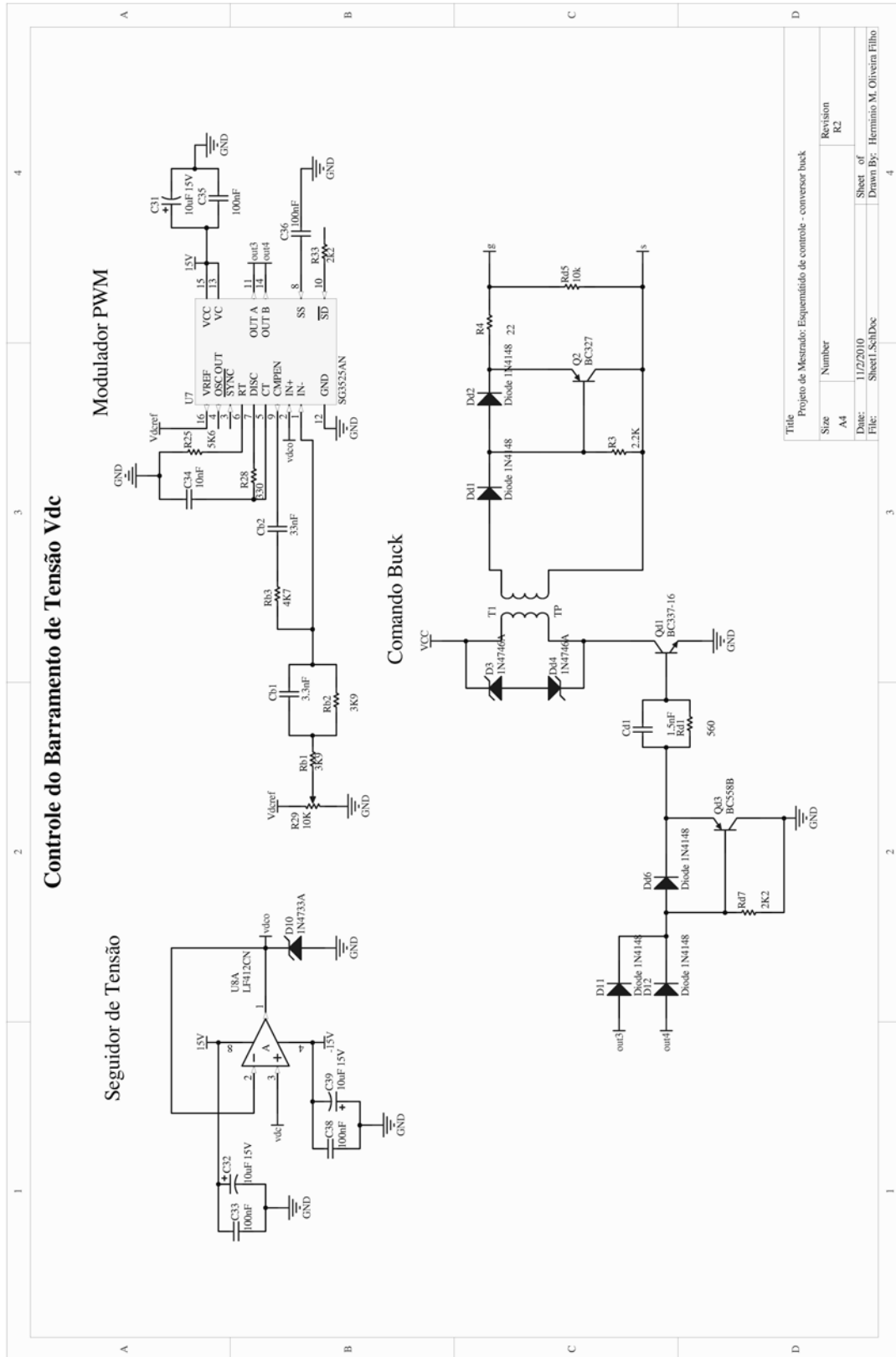


Figura C – Esquemático do circuito de controle e comando do conversor *buck*.